

VSTŘÍC VI. SJEZDU SVAZARMU

Pod vedením KSČ za další úspěchy Svazarmu při budování a obraně socialistické vlasti

(Dokončení)

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY

ČASOPIS
PRO RADIOTECHNIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVII/1978 ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

Vstříc VI. sjezdu Svazarmu	161
Osciloskop z televizoru	
Úvod	162
Jednoduchá zobrazovací jednotka	166
Stavba a seřízení přístroje	
Některé aplikace televizního osciloskopu	
Zkoušení nf zesilovačů	167
Intermodulační zkreslení a jeho měření	168
Zobrazovací jednotka – II. varianta	
Popis zapojení	170
Stavba, oživení a seřízení obvodů zobrazovací jednotky	176
Doplňková zařízení	
Snímače charakteristik	177
Návrh snímače charakteristik tranzistorů	178
Provedení a oživení	180
Použití snímače charakteristik	181
Rozmitané generátory (rozmitače)	
Konstrukce a použití rozmitačů	182
Pomocné obvody (generátor značek)	186
Návrh a konstrukce jednoduchého rozmitače pro použití s uvedenou zobrazovací jednotkou	186
Integrované monostabilní klopné obvody a jejich aplikace	
Obvod UCY74121	189
Obvod UCY74123	192
Zajímavé integrované obvody	
Monolitický obvod TDA1054M	193
Symetrický modulátor/demodulátor	194
Integrované obvody k buzení svítivých diod, UAA170 a UAA180	195
Generátor impulsů MIC74124	196
Zajímavá zapojení z měřicí techniky	
Měření teploty dvojitou diodou	197
Senzor spínaný teplotou	198
Převodník teplota-napětí	198
Generátory („pily“, sinus atd.)	199

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57–1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kaloušek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminec, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradský, ing. J. T. Hyán, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klábal, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zíma, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52–7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353. Ročník vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje, PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerce přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51–7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo vyjít podle plánu 20. 9. 1978.

© Vydavatelství MAGNET, Praha

V minulých číslech AR řady B jsme si na tomto místě uvedli čtyři z pěti úkolů předsjezdové iniciativy a aktivity:

1. Pod vedením KSČ zvyšovat společenské poslání Svazarmu a prohlubovat spolupráci s ostatními organizacemi Národní fronty;
2. Prohlubovat kvalitu a účinnost politicko-výchovné práce s důrazem na výchovu mladé generace;
3. Napomáhat masovému rozvoji branné výchovy a zvyšování její kvality;
4. Zvyšovat akceschopnost ZO Svazarmu a rozvíjet jejich plnokrevný život. V souvislosti s posledním úkolem předsjezdové iniciativy a aktivity, který jsme si probrali, je třeba ještě doplnit, že na počest sjezdu probíhá soutěž o získání čestného názvu „Základní organizace VI. sjezdu Svazarmu“ – všem kolektivům, které soutěží, přejeme mnoho zdaru a očekáváme po vyhodnocení soutěže jejich zkušenosti, popř. náměty ke zlepšení činnosti základních organizací, které v průběhu soutěže získaly.

Dostáváme se tedy k pátému, závěrečnému úkolu předsjezdové iniciativy a aktivity:

5. *Přispívat k rozvoji společenské angažovanosti, podílet se na plnění šesti pětiletky a volebních programů Národní fronty a budovat vlastní materiálně technickou základnu.*

Pomáhat národnímu hospodářství se stalo trvalou součástí činnosti Svazarmu. I v budoucnu budou orgány a organizace Svazarmu věnovat stálou pozornost rozvoji ekonomiky naší společnosti a podílet se na plnění úkolů 6. pětiletky.

Tato pomoc bude zaměřena na úsek technické přípravy pracujících i na efektivní využití volného času k všestrannému rozvoji členů Svazarmu.

Nelze zapomenout ani na budování vlastní materiálně technické základny, která stále není v řadě základních organizací dostačující. Mnohé bude nutno vyřešit vlastními silami a uzavíráním závazků v předsjezdovém období především k těmto problémům:

- Cílevědomě se zaměřit na budování, všestranný rozvoj a zkvalitňování materiálně technické základny Svazarmu další svépomocnou výstavbou střelnic, závodních drah, dílen i ostatních zařízení na jejich efektivní využívání. Více pozornosti věnovat zhotovování výcvikových pomůcek.
- Poskytovat brigádnickou pomoc národním výborům při plnění volebních programů a v akcích Z, zejména jsou-li do nich zařazeny stavby Svazarmu jako např. klubovny či domy Svazarmu, branné sportovní areály, výstavby garáží apod.

- Pomáhat brigádnickou výpomocí závodům, státním statkům a JZD, zejména při zemědělských pracích (sklizeň sena, okopanin, ve žních).
- Vést členy k vzornému plnění úkolů a uzavírání socialistických závazků na pracovištích. Také svazarmovská hospodářská zařízení budou zapojena do rozvoje aktivity. Je žádoucí zaměřit závazky v nich uzavírané především těmito směry:
- Zkvalitňovat poskytované služby členům i občanům v cestovní, informační, technické i spojovací oblasti, potápěčských pracích i v zavádění ozvučení.
- Hledat další možnosti zvýšení objemu výroby, její efektivnosti a kvality. Zaměřit se na předčasné splnění plánovaných úkolů.
- Prohlubovat hospodárnost a finanční kázeň. Dosáhnout prokazatelných úspor

v pracovních silách, materiálu i v pracovní době.

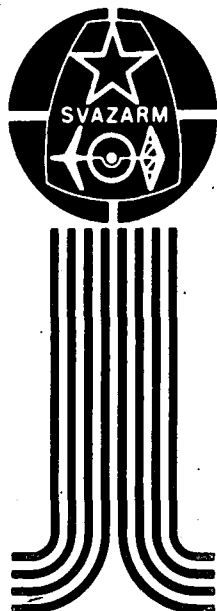
Pokračovat ve zvyšování kvalifikace pracovníků. Prohloubit racionalizaci a bezpečnost práce. Dále zlepšovat pracovní prostředí a vybavenost pracovišť.

Zkvalitňovat obsah práce BSP Svazarmu; těm, které vytrvale plní a překračují úkoly 6. pětiletky a prokazují výsledky ve výchovné oblasti, udělit ústředním výborem Svazarmu čestný název „BSP VI. sjezdu Svazarmu“. Podle podmínek zakládat nové BSP Svazarmu.

Předsednictvo ÚV Svazarmu očekává, že především okresní výbory Svazarmu a jejich základní organizace využijí těchto pokynů k rozvoji bohatého života v celé okresní organizaci a k dosažení dalších úspěchů Svazarmu při

budování i obraně naší socialistické vlasti.

Takto široce pojatý rozvoj iniciativy a aktivity si přímo vyžaduje nekončit s novými formami práce a aktivity, jakmile sjezd skončí – bylo by třeba nejlépe zkušenosti z předsjezdové kampaně zobecnit, tj. zobecnit nejlepší zkušenosti, jak z forem a metod uplatňované iniciativy, tak i z obsahu zaměření závazků a soutěží, ze zahájení a průběhu rozvoje iniciativy a z konkrétních činů, kterými se usnesení o rozvoji iniciativy a aktivity naplňuje. Tyto zobecněné zkušenosti by pak bylo třeba používat v každodenní praxi základních organizací i orgánů vyššího typu,



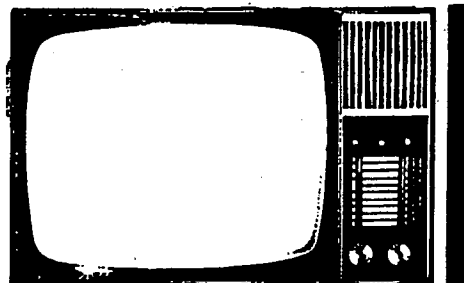
aby činnost organizace byla co nejpestřejší a přinesla co největší užitek naší společnosti, budující rozvinutý socialistický stát vyššího typu. Je totiž třeba mít neustále na paměti, že výsledky činnosti naší organizace napomáhají při naplňování linie strany a úkolů státních orgánů k dalšímu posílení obrany našich socialistických vymožeností, prohlubování výchovy občanů jako budovatelů vyspělé

socialistické společnosti a v neposlední řadě i prohlubování technického povědomí našich občanů, k naplňování požadavků vědeckotechnického rozvoje, bez něhož je další rozvoj naší společnosti nemožný.

Na závěr si ještě připomeňme hlavní cíl rozvoje předsjezdové iniciativy a aktivity, cíl, k němuž by mělo směřovat úsilí všech členů naší branné organizace: cílem je dosáhnout

vyšší kvality, větší výslednosti a žádoucí komplexnosti v obsahu i formách naplňování funkce Svazarmu jako dobrovolné branné společenské organizace Národní fronty. Při naplňování tohoto cíle je třeba nespouštět ze zřetel i hlavní heslo celé předsjezdové kampaně: „Pod vedením KSC za další úspěchy Svazarmu při budování a obraně socialistické vlasti“.

OSCILOSKOP Z TELEVIZORU



RNDr. V. Brunnhofer, RNDr. L. Kryška, J. Zuska

Úvod

Každý z konstruktérů ví, jakým neocenitelným pomocníkem při vývoji a ožívání různých přístrojů je osciloskop. Vždyť i tak relativně jednoduchý přístroj jako je nízkofrekvenční zesilovač je nejlépe ověřit a nastavit pomocí osciloskopu – a což teprve mezifrekvenční zesilovač a vstupní jednotky VKV! Ve většině stavebních návodů autoři doporučují ožívovat a nastavovat uvedené konstrukční díly rozmiřačem ve spojení s osciloskopem. I když tovární rozmiřač můžeme pro některé speciální účely nahradit jednoduchým jednoúčelovým přípravkem, stále je pro většinu konstruktérů otázkou, kde sehnat nebo jak si zhotovit alespoň ten nejjednodušší osciloskop. Zkušenější amatér si dříve nebo později většinou nějaký ten jednoduchý osciloskop postaví, začínající konstruktér (především z řad mládeže) bude však bezradný. Málokdo si však uvědomuje, že ten nejjednodušší osciloskop má dnes každý doma a každý den jej používá. Jistě již nyní každého napadlo, že se jedná o televizní přijímač. V mnoha případech se stává, že ještě funkce schopný televizní přijímač „morálně“ zastará a stane se nepotřebným předmětem. V nejlepším případě dožije starý televizor jako druhý přijímač v domácnosti nebo na chatě. Většinou ovšem nebývá pro tyto starší přijímače jiné použití, než je rozebrat na součástky. A právě takový „vysloužilce“ může poskytnout začínajícím konstruktérům ještě mnoho neocenitelných služeb, bude-li použit jako jednoduchý osciloskop.

Je pochopitelné, že uvedená myšlenka není nová. Například v časopise Radio (SSSR) [1], [2] byly již v letech 1959 a 1965 publikovány návody na osciloskopické přístavky k televizním přijímačům. Rovněž tak v AR [3] byl publikován podobný přístavek se dvěma elektronkami. Společným znakem těchto přístrojů je, že potřebují při své instalaci zásah do televizního přijímače. Jejich výstup je totiž připojen přímo k obrazovému zesilovači televizoru. Výhodou v tomto případě je ta skutečnost, že podmínkou správné činnosti přípravku je bezchybná činnost obrazové části televizoru. To znamená, že musí správně pracovat obvody svíslého a vodorovného rozkladu přijímače, obrazov-

ka a obrazový zesilovač včetně napájecí části. Činnost vysokofrekvenční, mezifrekvenční a samozřejmě ani zvukové části není podmínkou. Přístavek může být v tomto případě pevně nainstalován v televizním přijímači a může využívat i jeho napájecí části.

Těm, kteří by uvítali tento způsob realizace, je možno doporučit zmíněnou konstrukci v AR [3], v níž autor s minimálním počtem součástek dosáhl velmi pěkných výsledků. Zvláště „dříve narozeným“ konstruktérům nebude konstrukce s elektronkami činit velké potíže.

Pochopitelně v žádném případě nemůžeme od televizního osciloskopu očekávat, že bude rovnocenným partnerem běžných osciloskopů – hlavní potíž totiž spočívá v tom, že televizní obrazovky mají vesměs elektromagnetické vychylování a že tedy nelze paprsek po stínítku obrazovky vychylovat signálem, zesíleným pouze běžným způsobem. Tato skutečnost bude nabývat na důležitosti tím více, čím budou zobrazované děje rychlejší a náběhové hrany měřených signálů strmější. Kromě toho je třeba u začínajícího konstruktéra brát v úvahu i bezpečnost práce – při použití elektronkového přístavku a při zásahů do televizního přijímače je třeba pracovat s přístrojem, který má většinou jeden pol síť na kostře a u něhož je napětí pro anody elektronek několik set voltů! Možnost úrazu elektrickým proudem tedy není zanedbatelná.

Existuje však možnost, jak uvedené neznáze obejít, a to dokonce bez jakéhokoli zásahu do televizního přijímače [4]. Je totiž možné, jak bude dále uvedeno, postavit si jednoduchý přístavek, který bude umístěn mimo vlastní televizní přijímač. Výstup z přípravku bude připojen k anténním zdírkám televizního přijímače (tedy z hlediska bezpečnosti naprosto nezávadné). Zkoumaný signál bude přiveden na vstup přípravku. Na funkci přípravku je možno pohlížet tak, že se vlastně jedná o miniaturní generátor televizního signálu. Vstupní, zkoumaný signál je v tomto případě přiveden na televizní obrazový signál a spolu se snímkovými a řádkovými synchronizačními impulsy je namodulován na nosný vysokofrekvenční signál. Tento signál potom je přiveden, jak už bylo řečeno, k anténním zdírkám televizního přijímače.

Nevýhodou takto improvizovaného osciloskopu je, že budeme vázáni na kmitočet rozkladových generátorů v televizoru, tj. buď na 50 Hz nebo 15 625 Hz. Na první pohled by se tedy mohlo zdát, že takový osciloskop

mnoho služeb nenadělá. Zde je vhodné uvést alespoň několik příkladů, které opodstatní použitelnost takto zkonstruovaného osciloskopu:

1. kontrola výskytu přechodového zkreslení u nf zesilovačů,
2. kontrola velikosti tvarového zkreslení,
3. přibližné určení činitele intermodulačního zkreslení,
4. kontrola správné funkce výkonového stupně nf zesilovače.

Uvedené příklady, jak je ihned patrné, slouží k ověření činnosti nf zesilovačů. Zde je nutné si uvědomit, že při ožívání nf zesilovačů mnohdy zápasíme s hrubými závadami (vadný tranzistor, vadný vazební kondenzátor atd.). Právě v těchto případech stačí místo zkušebního signálu z generátoru použít signál o kmitočtu 50 Hz, neboť hrubá závada se projeví stejně při kmitočtu 50 Hz, jako při kmitočtech vyšších. Navíc místo signálu ze signálního generátoru můžeme s výhodou využít zkušebního signálu, který získáme transformací síťového napětí na vhodnou úroveň. Odpadá tedy také nutnost používat někdy nedostupný nf generátor.

Jako druhou skupinu příkladů využití jednoduchého osciloskopu si lze uvést měření, která již z principiálních důvodů používají u časové základny osciloskopu signál o kmitočtu 50 Hz. Jsou to zejména měření, při nichž se osciloskop používá ve spojení:

5. s rozmiřačem,
6. s přípravky, které umožňují snímat charakteristiky různých součástek (diod, tranzistorů atd.),
7. s přípravky, které umožňují přesně párovat diody, varikapy atd.,
8. s panoramatickým adaptorem (v tomto případě na přijímači posloucháme žádaný signál a na obrazovce vidíme značky, které představují ostatní stanice v příslušném kmitočtovém pásmu).

Dokonce i moderní komerční rozmiřače obsahují jednoduchý osciloskop s časovou základnou s kmitočtem 50 Hz (tzv. Polyskopy). Snahou výrobce je v tomto případě použít obrazovku s co největším stínítkem. Z tohoto hlediska můžeme dokonce lehce překonat většinu továrních výrobků, neboť například obrazovka s úhlopříčkou kolem 60 cm se prakticky u žádného běžného komerčního osciloskopu nevyskytuje.

Fakt, že snadno získáme velkoplošnou zobrazovací jednotku, přináší navíc nové možnosti využití, zejména pro demonstrační účely. Tato možnost bude aktuální například

pro potřeby výuky na školách, kde je někdy zapotřebí demonstrovat některé děje co nejširšímu okruhu posluchačů. V tomto případě je ovšem nutné mít na zřeteli požadavek na minimální finanční náklady. Naskytá se zde tedy možnost využít proto televizních přijímačů, kterých se stále více používá ke zkvalitnění vyučovacího procesu téměř na všech typech škol.

Zobrazovací jednotku, která bude určena převážně právě k demonstračním účelům, je vhodné realizovat již jako dokonalejší přístroj, než s jakým vystačíme při běžné amatérské práci. Bude jistě vhodné rozšířit počet stop na televizní obrazovce na dvě až tři. Můžeme potom pohodlně sledovat vzájemnou souvislost několika signálů. Vhodné bude jistě také vybavit zobrazovací jednotku elektronickými obvody, které vytvoří na obrazovce souřadnou síť (rastr). U jednoduché zobrazovací jednotky můžeme vytvořit souřadnou síť tak, že ji nakreslíme na průhlednou fólii, kterou provizorně přichytíme (např. lepicí páskou) ke stínítku televizní obrazovky. Pokud souřadnou síť získáme čistě elektronickou cestou, budeme mít vždy kontrolu linearity rozkladových obvodů právě použitého televizního přijímače.

Takto zdokonalený „televizní osciloskop“ můžeme také použít jako výstupní velkoplošnou zobrazovací jednotku analogového počítače [5]. Analogový výpočet budeme v tomto případě provádět v repetičním režimu příprava – řešení. Jsou dvě možnosti ve volbě časové základny:

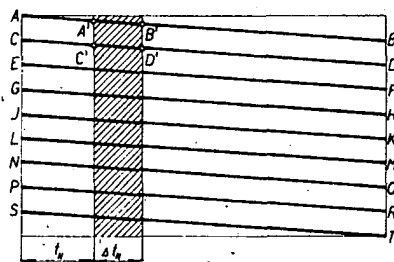
1. Pro vodorovnou časovou základnu je perioda repetičního řešení 64 μ s, z toho 54 μ s probíhá řešení a 10 μ s příprava.
2. Pro svislou časovou základnu je perioda repetičního řešení 20 ms, z toho 18,4 ms probíhá řešení a 1,6 ms příprava.

Na základě výše provedené rozvahy byly navrženy a realizovány dvě zobrazovací jednotky. Prvá, velmi jednoduchá (obsahuje pouze šest aktivních prvků), je určena převážně pro amatérské použití. Druhá jednotka je spíše určena k demonstračním účelům, případně může být použita jako velkoplošná zobrazovací jednotka pro analogový počítač. Obě tyto jednotky jsou dále podrobně popsány. Popis a návod na stavbu zobrazovacích jednotek je doplněn návody na několik jednoduchých přípravků, které ocení zvláště začínající amatéři. Jedná se o jednoduché jednoúčelové rozmitače, charakterografy atd.

Zde je nutné upozornit na to, že použitý televizor v obou případech musí mít v pořádku nejen rozkladové obvody, ale i v f a m f obvody. Je to pochopitelné, neboť zkoušený signál prochází od anténních zdířek přes všechny obvody televizního přijímače až k obrazovce. Vzhledem k tomu, že výstupní signál z přípravku je poměrně silný, nemusí mít televizní přijímač velkou citlivost; běžné postáčí citlivost řádu desítek milivoltů. Na druhé straně je jasné, že zvukové obvody nemusí pracovat vůbec.

Funkce zobrazovacích jednotek

Nejprve si vysvětlíme, jak je možno elektronickou cestou vytvořit na obrazovce televizního přijímače svislý bílý pruh (osa časové základny našeho „osciloskopu“). Představme si, že televizní snímáči elektronka bude snímat jednoduchý bílý pruh tak, jak je to znázorněno na obr. 1 [6]. Elektronkový paprsek začne po ukončení předcházejícího snímkového synchronizačního impulsu svůj běh v bodu A. Pro jednoduchost budeme předpokládat, že liché a sudé řádky splývají (neuvažujeme tedy prokládané řádkování). Potom až do bodu A' bude mít obrazový signál maximální amplitudu, která odpovídá černé barvě (uvažujeme zde běžný negativní



Obr. 1. Rozklad svislého bílého pruhu

způsob modulace). Pak se skokem zmenší amplituda na úroveň bílé barvy. Tento stav bude trvat až do bodu B', v němž se skokem amplituda zvětší na úroveň, která odpovídá černé barvě. K těmto skokovým změnám amplitudy bude dále docházet v bodech C', D' atd. až do konce celého snímku. Jinými slovy: vždy po určité době t_H se po ukončení každého řádkového synchronizačního impulsu skokem změní úroveň modulace, tato změna trvá po dobu Δt_H a pak se modulační úroveň vrátí na původní velikost.

V tomto případě se nabízí možnost jak jednoduše elektronicky vytvořit uvedený modulační signál. Řádkové synchronizační impulsy budou po průchodu zpožďovacím obvodem zpožděny o dobu t_H . Takto zpožděnými impulsy se spouští monostabilní klopný obvod, jehož parametry jsou voleny tak, aby výstupní impulsy měly šířku Δt_H .

Časy t_H a Δt_H jsou zde v přímé souvislosti se vzdáleností pruhu od okraje obrazovky a také s jeho šířkou.

Uvažujme nyní například televizní obrazovku o rozměrech 384 x 305 mm. Vzhledem k tomu, že elektronový paprsek nakreslí jeden řádek za 64 μ s, bude v tomto případě horizontální rychlost elektronového paprsku v obrazovce určena vztahem

$$v_H = \frac{38,4}{64} = 0,6 \text{ cm}/\mu\text{s}.$$

Chceme-li, aby měl pruh šířku a [cm], bude pro čas Δt_H platit

$$\Delta t_H = \frac{a}{v_H} \quad [\mu\text{s}; \text{cm}; \text{cm}/\mu\text{s}].$$

Zvolíme-li např. $a = 1$ cm, bude potom

$$\Delta t_H = \frac{1}{0,6} \approx 1,7 \mu\text{s}.$$

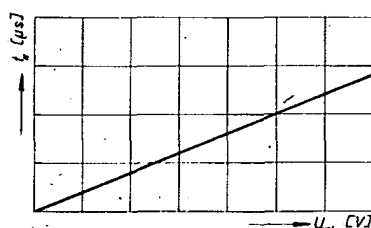
Budou-li tedy výstupní impulsy z monostabilního klopného obvodu dlouhé 1,7 μ s, bude potom uvažovaný pruh široký 1 cm.

Podobně budeme-li chtít, aby byl pruh ve vzdálenosti a' [cm] od levého okraje obrazovky, musí mít zpožďovací obvod zpoždění

$$t_H = \frac{a'}{v_H} \quad [\mu\text{s}; \text{cm}; \text{cm}/\mu\text{s}].$$

Lze-li plynule měnit zpoždění t_H , bude se pruh pohybovat po obrazovce. Jestliže bude rozsah změny zpoždění v časovém intervalu 0 až 64 μ s, může se pruh pohybovat přes celou šířku obrazovky.

Pro účely zobrazovací jednotky je nutné, aby zpoždění zpožďovacího obvodu bylo lineárně závislé na přiloženém vstupním napětí tak, jak je to znázorněno na obr. 2.

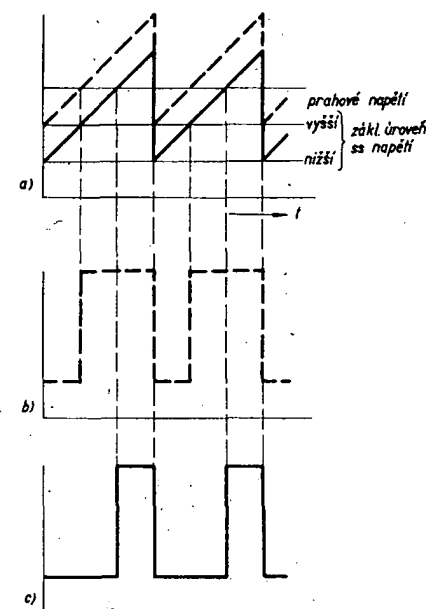


Obr. 2. Průběh časového zpoždění v závislosti na přiloženém ss napětí

Přivedeme-li pak na vstup takového napětově závislého zpožďovacího obvodu střídavé napětí, bude se v závislosti na velikosti amplitudy vstupního signálu měnit zpoždění t_H . To znamená tedy, že zpoždění t_H bude sledovat amplitudu vstupního napětí a původní bílý svislý pruh, který byl rovný, dostane nyní tvar odpovídající průběhu amplitudy vstupního signálu.

Nejjednodušší způsob, jak realizovat napětově závislý zpožďovací člen, je použít klopný obvod, jehož stav se skokem mění při určité prahové úrovni vstupního signálu (např. Schmittův klopný obvod). Takové obvody se často používají ke tvarování impulsních signálů nebo k přeměně napětí se sinusovým průběhem na napětí pravouhlého průběhu.

Pokud na vstup klopného obvodu přivedeme napětí pilovitého průběhu o kmitočtu 15.625 Hz spolu s přídatným stejnosměrným napětím, bude funkce obvodu poněkud odlišná. Při volbě vhodné základní úrovně stejnosměrného napětí (úrovně, při které není prahové úrovně použitého klopného obvodu ještě dosaženo), se v určitém okamžiku během zvětšování napětí pilovitého průběhu stav klopného obvodu změní (obr. 3a). Po dosažení maximální velikosti



Obr. 3. a) Napětí pilovitého průběhu a přídatné ss napětí, b) široký výstupní impuls, c) úzký výstupní impuls

vrací se napětí pilovitého průběhu na původní velikost. Tím se překlopí klopný obvod zpět do výchozího pracovního stavu. Vzhledem k tomu, že se signál pilovitého průběhu periodicky opakuje, bude na výstupu klopného obvodu napětí pravouhlého průběhu se stálým opakovacím kmitočtem (obr. 3b, 3c).

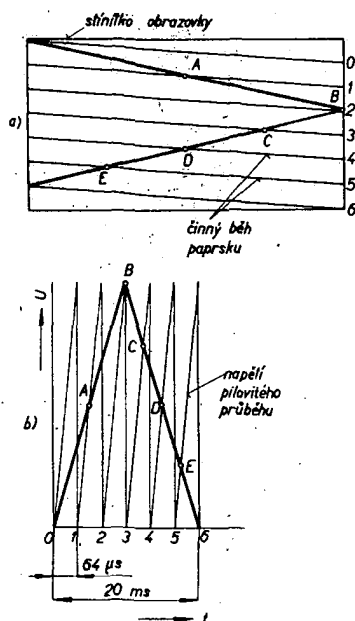
Zvětšíme-li nyní stejnosměrné superpoziční napětí (obr. 3a), způsobí napětí pilovitého průběhu, že se klopný obvod překlopí dříve než v případě, kdy stejnosměrné napětí zmenšíme. V prvním případě bude na výstupu klopného obvodu široký impuls (obr. 3b), ve druhém úzký (obr. 3c). Důležitá je zde ta skutečnost, že opakovací kmitočť impulsů pravouhlého tvaru zůstává nezměněn a že zadní strana impulsů má v časovém průběhu stálou, neměnnou polohu. Na první pohled je

tedy jasné, že poloha náběžné hrany impulsu v čase bude závislá na velikosti stejnosměrného napětí. Jinými slovy: časové zpoždění od výchozí úrovně napětí pilovitého průběhu k náběžné hraně výstupního impulsu z klopného obvodu bude závislé na velikosti stejnosměrného napětí. To znamená, že v uvedeném případě bude klopný obvod pracovat jako napěťově závislý zpožďovací obvod.

Jak jsme si řekli již dříve, je nutné za zpožďovací obvod zařadit monostabilní klopný obvod, jehož parametry budou určovat tloušťku stopy našeho televizního osciloskopu. V nejjednodušším případě je možno nahradit monostabilní klopný obvod jednoduchým derivačním členem RC. Relativně malá (vzhledem k délce výstupních pravouhlých impulsů) časová konstanta způsobí, že na výstupu derivačního členu vzniknou z pravouhlých impulsů jen ostré impulsy. V místě náběžné hrany bude kladný impuls, zatímco v místě sestupné hrany bude záporný impuls.

Záporný impuls, odvozený od sestupné hrany pravouhlého impulsu, spadá časově do doby zmenšování napětí pilovitého průběhu na výchozí velikost. Kladný impuls se bude proti zápornému posouvat se změnou přídavného stejnosměrného napětí. Pokud nyní doplníme již použitá dvě napětí (stejnosměrné napětí a napětí pilovitého průběhu), která ovládají stav klopného obvodu, napětím sledovaného průběhu, obdržíme již jednoduchý televizní osciloskop. Vstupní sledované napětí posouvá okamžik překlopení klopného obvodu. To znamená, že poloha kladného impulsu v čase bude závislá na okamžité velikosti sledovaného napětí.

Pro ilustraci je na obr. 4b uveden případ, kdy vstupní sledované napětí má trojúhelní-

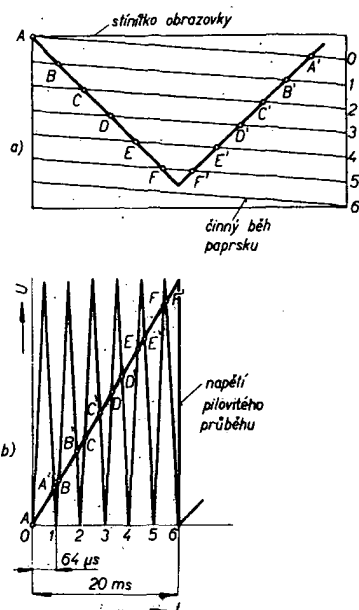


Obr. 4. Princip zobrazení napětí trojúhelníkovitého průběhu ($f = 50 \text{ Hz}$)

kovitý průběh s opakovací periodou 20 ms (perioda snímkových synchronizačních impulsů). Pro jednoduchost je na obrázku zakresleno pouze šest rádek. V časových okamžicích t_0 až t_5 začíná svůj běh příslušný řádek a zároveň se začíná zvětšovat okamžitá velikost napětí pilovitého průběhu. V místech A až E vznikne výše uvedeným způsobem krátký kladný impuls. Pokud je nějakým způsobem (zatím nás nemusí zajímat jakým)

přiveden tento impuls do obrazové části televizoru, rozsvítí se místa na obrazovce, odpovídající bodům A až E (obr. 4a). Tímto způsobem vznikne na obrazovce sledovaný průběh.

Na tomto místě je vhodné se zmínit ještě o poněkud odlišném způsobu zobrazení. Doposud jsme zatím uvažovali, že napětí pilovitého průběhu má opakovací periodu shodnou s periodou rádkových synchronizačních impulsů, tj. 64 μs ($f = 15\,625 \text{ Hz}$) a že sledovaný signál má opakovací periodu shodnou s periodou snímkových synchronizačních impulsů, tj. 20 ms. Uvažujme nyní obráceně. Sledovaný signál nechť má opakovací periodu 64 μs a napětí pilovitého průběhu 20 ms. Podobně jako v předešlém případě můžeme na obrázku sledovat zobrazení sledovaného signálu s trojúhelníkovitým průběhem. V bodech A, A' až F, F' (obr. 5b) vzniká krátký kladný impuls stejným způsobem, jako v předešlém případě. Obrazovka televizoru je potom bodově rozsvícena v bodech A, A' až F, F' (obr. 5a). Zde je také ihned vidět rozdíl



Obr. 5. Princip zobrazení napětí trojúhelníkovitého průběhu ($f = 15\,625 \text{ Hz}$)

od předešlého případu. K tomu, aby nyní vznikl obraz sledovaného signálu na obrazovce, je zapotřebí tolikrát opakovat periodu sledovaného signálu, kolik je rádek, tj. 625krát. Z každé periody sledovaného signálu se odeberají pouze dva vzorky (např. v bodech B, B' atd.). K tomu abychom mohli složit z těchto dvojic vzorků průběh sledovaného signálu, musíme nutně použít výše uvedený počet period sledovaného signálu. Je to svým způsobem obdoba funkce vzorkovací osciloskopu. Na rozdíl od předešlého případu bude časová základna „vodorovná“ a sledovaný signál může mít značně vyšší kmitočet ($\approx 15\,625 \text{ Hz}$).

Ke správné funkci televizního osciloskopu je pochopitelně nutné, aby napětí pilovitého průběhu vždy synchronizovalo příslušné rozkladové obvody v televizním přijímači. Jen tak je totiž možno zajistit, aby úzký kladný impuls rozsvítil bodově stopu na stínítku obrazovky vždy ve stejný okamžik – pak průběh sledovaného signálu nebude zkreslený. To znamená, že při skutečné realizaci zobrazovací jednotky je nutné zajistit, aby vždy s počátkem periody napětí pilovitého průběhu byl vyslán do rozkladových obvodů televizního přijímače příslušný synchronizační impuls (rádkový nebo snímkový, podle zvoleného způsobu zobrazení).

Všem je jistě známo, že při práci s osciloskopem je nutné zajistit synchronizaci obvodů časové základny kmitočtem sledovaného signálu. V opačném případě by se obraz na stínítku obrazovky stále pohyboval. Platí zde, že sledovaný signál má mít kmitočet shodný s kmitočtem časové základny, nebo má být jejím celistvým násobkem. Zde je třeba si uvědomit, že kmitočet časové základny může být jen 50 Hz nebo 15 625 Hz (určeno pevně televizní normou). To znamená, že nejlépe je použít v případě sledovaného signálu kmitočet 50 Hz nebo 15 625 Hz, od něhož můžeme zároveň odvodit synchronizační impulsy (snímkové v prvním případě, rádkové ve druhém). Je nutné zdůraznit, že ve většině konstrukcí zobrazovacích jednotek se využívá sledovaného signálu s kmitočtem 50 Hz (lze jej lehce odvodit ze síťového napětí). Z výše uvedeného příkladu pak vyplývá, že v tomto případě budou rádkové impulsy odvozeny od generátoru napětí pilovitého průběhu, zatímco snímkové synchronizační impulsy budou odvozeny od zdroje sledovaného signálu.

Všechny uvedené signály je nutné přivést do televizoru. Nejprve je však musíme vhodným způsobem sloučit. Tímto způsobem vlastně obdržíme zjednodušený obrazový signál. Pokud bychom tento signál přivedli přímo na vstup obrazového zesilovače televizního přijímače, bude vlastně již televizní osciloskop schopen vykonávat svou funkci. Ovšem z hlediska jednoduchosti instalace zobrazovací jednotky je nesporně výhodnější obrazovým signálem nejprve modulovat vysokofrekvenční oscilátor a takto získaný vř signál přivést do anténního vstupu televizního přijímače. Při vlastní modulaci musíme dodržet podle naší televizní normy negativní způsob modulace, tj. maximální amplituda signálu bude vyjadřovat černou barvu, kdežto minimální bílou barvu.

Podle způsobů sloučení signálů (synchronizačních impulsů a signálu, který vyjadřuje průběh sledovaného signálu) můžeme zvolit, zda stopa na obrazovce televizního přijímače bude tmavá na světlém poli, nebo obráceně, tj. světlá ve tmavém poli. Druhý způsob odpovídá provedení u konvenčních osciloskopů. První způsob je výhodnější z hlediska nebezpečí vypalování stínítka obrazovky nadměrným místním přejasním. Televizní obrazovka je totiž méně odolná v těchto případech než obrazovka, používaná v běžných osciloskopech.

Jednoduchá zobrazovací jednotka

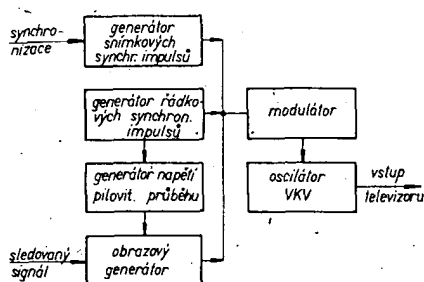
Námětem k dále uvedené konstrukci byl článek v časopisu Radio (SSSR) [4]. Ovšem realizace podle uvedeného pramenu přinesla několik negativních poznatků. Především se ukázal jako nevhodný způsob generování rádkových synchronizačních impulsů a napětí pilovitého průběhu s opakovacím kmitočtem 15 625 Hz. Napětí pilovitého průběhu nevyhovovalo totiž svou značnou nelinearitou, což mělo za následek, že průběh sledovaného signálu byl značně zkreslen. Z tohoto důvodu bylo místo blokovacího oscilátoru použito zapojení astabilního multivibrátoru s linealizujícím členem. Dále byly upraveny obvody modulatoru a vysokofrekvenčního oscilátoru. Na rozdíl od původního zapojení byl navíc do jednotky přidán obvod, umožňující posuv stopy po stínítku televizní obrazovky. Pro co nejjednodušší napájení je v přístroji použita pouze jedna plocha baterie (tj. $U_b = 4,5 \text{ V}$). Ukázalo se totiž, že původní napájecí napětí $U_b = 9 \text{ V}$ nemá v tomto případě žádné opodstatnění. Byl také změněn způsob modulace obrazového signálu. Na rozdíl od původního zapojení je stopa na

televizní obrazovce černá na světlém pozadí. Tento způsob modulace značně šetří stínítko obrazovky. V opačném případě (tj. bílá stopa na tmavém pozadí) se vypaluje stopa na stínítku obrazovky, především při zvýšeném jasu a kontrastu. Péče o jakost stínítka televizní obrazovky dále vystupuje do popředí zvláště v případě, kdy je televizor dále používán k původnímu účelu, tj. k příjmu televizních signálů.

Při vlastní realizaci přístroje bylo s výhodou využito lineárních integrovaných obvodů TESLA. Tímto způsobem se zjednodušila stavba zařízení a zároveň se zlepšila jeho jakost.

Popis zapojení

Na obr. 6 je blokové zapojení popisovaného přístroje. Jak je z uvedeného obrázku patrné, obsahuje osciloskopický adaptor k televiznímu přijímači, generátory řádko-



Obr. 6. Blokové zapojení jednoduché zobrazovací jednotky

vých a snímkových synchronizačních impulsů, generátor napětí pilovitého průběhu pro řádkový rozklad, napěťový komparátor (měnič vstupního sledovaného napětí v obrazové impulsy), modulátor a konečně oscilátor VKV.

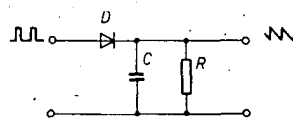
Skutečné zapojení celého přístroje je na obr. 7. Jak už bylo dříve řečeno, je možno na

uvedený přístroj pohlížet jako na miniaturní generátor TV signálu, v němž se generuje úplný televizní signál, který se liší od standardního pouze nepřítomností vyrovnávacích impulsů.

Snímkové synchronizační impulsy se tvoří tvarováním střídavého napětí (20 V/50 Hz). Střídavé sinusové napětí se tvaruje nejprve pomocí odporu R_1 a diod D_1 až D_3 . První tranzistor v IO_1 potom z takto upraveného sinusového napětí vytvoří napětí pravoúhlého průběhu. Z kolektoru tohoto tranzistoru je pravoúhlé napětí přivedeno na derivační obvod R_4 , C_1 . Díky činnosti derivačního obvodu budou na bázi druhého tranzistoru IO_1 dva úzké impulsy. Kladný impuls je odvozen od naběžné hrany pravoúhlého impulsu, zatímco záporný impuls je odvozen od sestupné hrany. Záporný impuls je dále tvarován a zesílen druhým tranzistorem v IO_1 . Kladný snímkový impuls z kolektoru uvedeného tranzistoru je pak přiveden přes oddělovací diodu D_4 na bázi modulačního tranzistoru T_3 .

Základem generátoru řádkových synchronizačních impulsů je astabilní multivibrátor s tranzistory T_1 a T_2 . Kladné řádkové synchronizační impulsy jsou odebrány přes oddělovací diodu D_6 a kondenzátor C_7 z kolektoru tranzistoru T_2 (p-n-p). Změnou odporů R_6 a R_8 můžeme nastavit přesné kmitočty multivibrátoru (15 625 Hz) a změnou odporů R_7 a R_9 můžeme nastavit přesné délky výstupních impulsů.

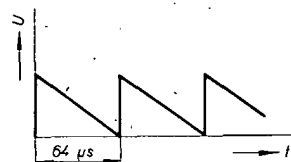
Jako generátor napětí pilovitého průběhu je zapojen integrační obvod, který vytváří z kladných řádkových synchronizačních impulsů napětí pilovitého průběhu. Funkce integračního obvodu je zřejmá z obr. 8. Kladný impuls rychle nabíjí přes diodu D kondenzátor C , který se po ukončení impulsu pomalu vybíjí přes odpor R . Dioda D zabraňuje rychlému vybíjení kondenzátoru C přes malý vnitřní odpor generátoru kladných impulsů (kolektorový odpor R_{12} tranzistoru T_2). Vybíjení náboje kondenzátoru pokračuje až do příchodu dalšího kladného impulsu, který kondenzátor C opět nabije a celý postup se bude výše naznačeným postupem periodicky opakovat. Jednoduchý



Obr. 8. Jednoduchý integrační obvod RC

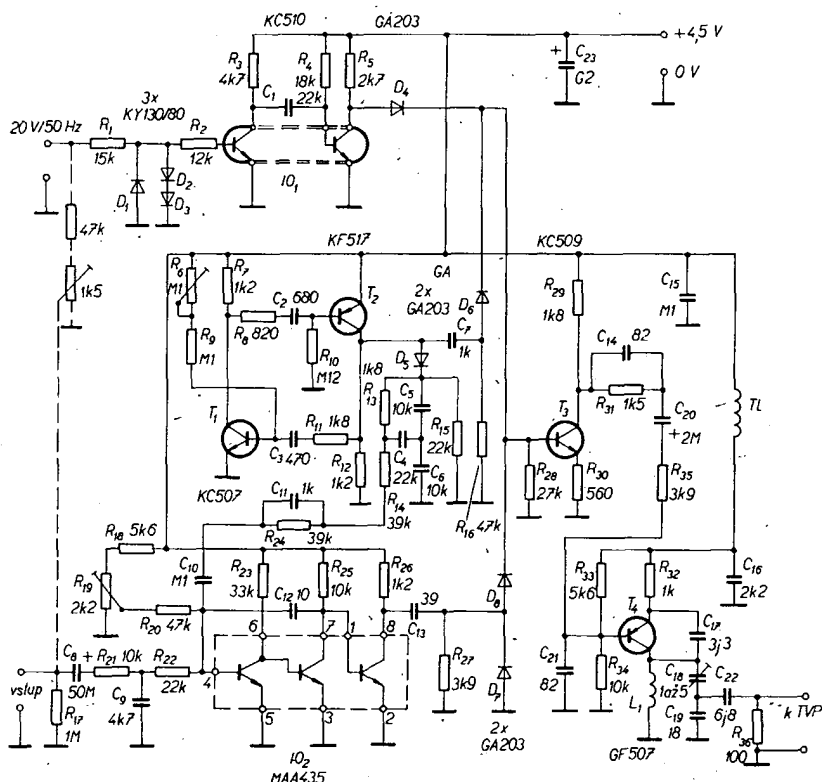
integrační obvod RC ovšem nevyhoví z hlediska požadavků na linearitu napětí pilovitého průběhu. Ve skutečném zapojení je proto použit složitější integrační obvod (jedná se o součástky R_{13} , R_{15} , C_4 , C_5 , C_6), který vytváří napětí pilovitého průběhu s velmi dobrou linearitou. Toto napětí je pak přivedeno přes odpory R_{14} , R_{24} a kondenzátor C_{10} na vstup napěťového komparátoru (klopného obvodu). Kondenzátor C_{11} , zapojený paralelně k odporu R_{24} , zlepšuje přenos vysokých kmitočtů, který je nutný k nezkrácenému přenosu napětí pilovitého průběhu. Současně s napětím pilovitého průběhu je na vstup napěťového komparátoru přivedeno stejnosměrné napětí z odporového děliče R_{18} , R_{19} a přes odpory R_{21} , R_{22} sledovaný signál. Kondenzátor C_9 potlačuje nežádoucí vysoké kmitočty. V případě potřeby je ho možno vypustit.

Vlastní napěťový komparátor je realizován lineárním integrovaným obvodem IO_2 , který je zapojen jako třístupňový přímovězaný zesilovač. Tento zesilovač, díky velkému zesílení – 50 000 až 100 000 – pracuje podobně jako Schmittův klopný obvod. To znamená, že od určitého vstupního prahového napětí dojde na kolektorovém odporu R_{26} třetího tranzistoru ke skokové změně napětí (překlopí se klopný obvod). Jak bylo již dříve podrobně vysvětleno, je okamžik překlopení obvodu během periody řádkových synchronizačních impulsů závislý na okamžité velikosti sledovaného signálu. Vzhledem k tomu, že napětí pilovitého průběhu má na vstupu komparátoru průběh podle obr. 9



Obr. 9. Napětí pilovitého průběhu na vstupu komparátoru

(tedy obrácený průběh, než jaký je znázorněn na obr. 3a), bude třetí tranzistor IO_2 tak dlouho ve vodivém stavu, dokud bude součet všech napětí na vstupu komparátoru větší, než je prahové napětí. Průchod prahovou úrovní je pochopitelně závislý na okamžité velikosti sledovaného napětí. Při průchodu prahovou úrovní se třetí tranzistor IO_2 skokem dostane do nevodivého stavu. To znamená, že na odporu R_{26} bude vznikat kladný impuls, jehož začátek v čase je závislý na okamžité hodnotě vstupního sledovaného napětí, zatímco jeho ukončení bude časově shodné s počátkem další periody napětí pilovitého průběhu. Při nepřítomnosti sledovaného napětí je osová čára ve středu obrazovky a to ve směru od vrchního okraje obrazovky ke spodnímu okraji. Podle nutnosti je možno obraz posouvat doleva nebo doprava změnou nastavení trimru R_{19} . Pro zvětšení ostroty obrazu na obrazovce televizoru má komparační zesilovač zavedenu zpětnou vazbu z kolektoru druhého tranzistoru na bázi prvního tranzistoru přes kondenzátor C_{12} . Uvedená vazba značně zvětšuje



Obr. 7. Schéma zapojení jednoduché zobrazovací jednotky

zesílení v oblasti vysokých kmitočtů a zároveň zvětšuje strmost výstupních impulsů. Na obrazovce se to projeví zvětšením ostrosti přechodu od bílé barvy k černé barvě.

Kladný impuls je z odporu R_{26} přiveden na derivační obvod R_{27} , C_{13} . Úzký kladný impuls, který je odvozen od vzestupné hrany impulsu na odporu R_{26} , je potom dále přiveden přes oddělovací diodu D_8 na bázi modulačního tranzistoru T_3 . Tyto impulsy již představují obrazové impulsy, jejich poloha v průběhu periody řádkových synchronizačních impulsů je závislá na okamžité velikosti sledovaného napětí.

Řádkové a snímkové synchronizační impulsy stejně jako obrazové impulsy jsou sloučeny na vstupu modulačního zesilovače (T_3).

Posledním obvodem našeho „televizního osciloskopu“ je vysokofrekvenční oscilátor s tranzistorem T_4 . Tento tranzistor pracuje v zapojení se společnouází a zpětná vazba se zavádí kondenzátorem C_{17} , zapojeným mezi kolektor a emitor. Kmitočet oscilátoru je určen indukčností cívky L_1 a kapacitami kondenzátorů C_{17} , C_{18} , C_{19} a vnitřními kapacitami tranzistoru T_4 .

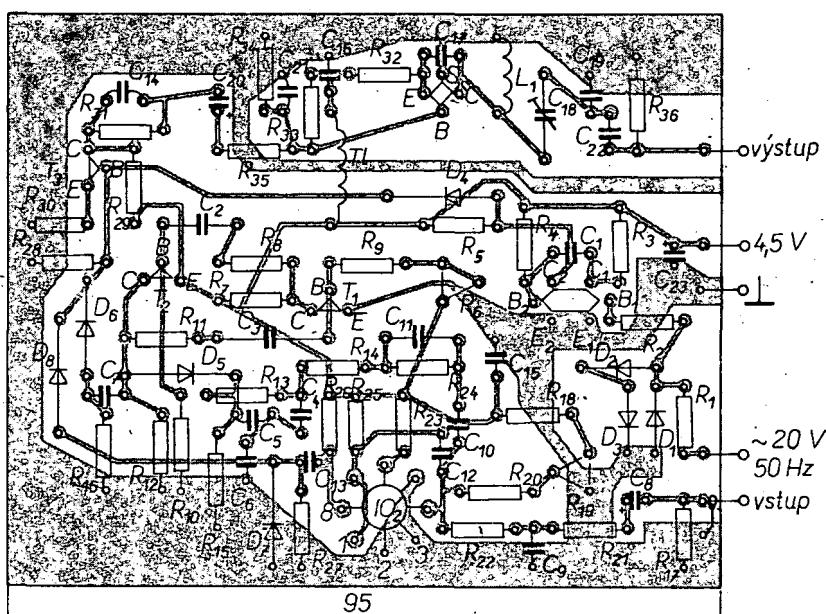
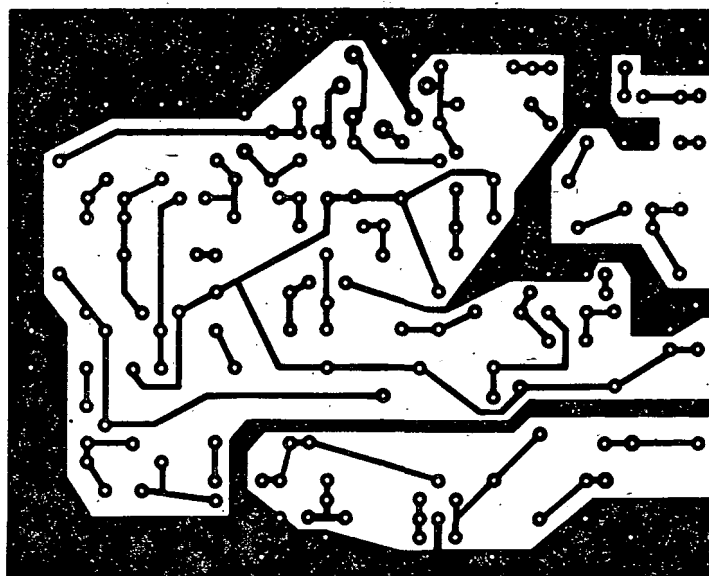
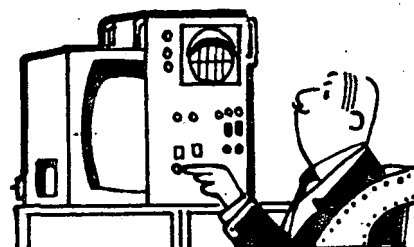
Výstupní amplitudově modulované napětí se odebrá z kapacitního děliče z kondenzátorů C_{18} , C_{19} a je přivedeno přes kondenzátor C_{22} na výstupní svorky. Odpor R_{36} upravuje výstupní impedanci na obvyklou velikost. Úplný televizní signál, jímž je amplitudově modulován oscilátor, je přiveden z kolektoru tranzistoru T_3 na korekční obvod R_{31} , C_{14} a přes ochranný odpor R_{35} na bázi tranzistoru T_4 . Korekční obvod kompenzuje pokles vyšších kmitočtů, způsobený integračním článkem R_{35} , C_{21} . Kondenzátor C_{21} je zde nutný pro vysokofrekvenční uzemnění báze tranzistoru T_4 , které je nezbytně nutné pro správnou funkci oscilátoru. Pracovní bod tranzistoru T_4 stabilizují odporový dělič R_{33} , R_{34} a odpor R_{32} . Na místě T_4 je nejlépe použít tranzistor typu GF507, v nouzi vyhoví i typ GF505. K vlastní modulaci oscilátoru se využívá závislosti výkonového zesílení tranzistoru T_4 na kolektorovém proudu. Změny kolektorového proudu T_4 lze dosáhnout změnou proudu do báze. Proud báze (a tím i tedy kolektorový proud) je určen průběhem modulačního, tj. úplného televizního signálu.

Vzhledem k tomu, že tranzistor použitý v oscilátoru je typu p-n-p, bude se výstupní výkon zvětšovat se zmenšujícím se modulačním napětím. Požadujeme-li tedy negativní modulaci, musí být invertován televizní signál, který je na bázi tranzistoru T_3 . To je také důvodem, proč je odebrán modulační signál z kolektoru T_3 . Pokud by byl tranzistor T_4 typu n-p-n, potom bychom museli odebrat modulační signál z emitoru T_3 .

Stavba a seřízení přístroje

Vlastní stavba přístroje nebude jistě činit žádné potíže, neboť se jedná o poměrně jednoduché zapojení. Všechny součástky jsou umístěny na jediné desce s plošnými spoji (obr. 10). Pouze stavbě a seřízení vř oscilátoru je nutné věnovat více místa.

Cívku L_1 navineme na trnu o průměru asi 6 mm. Po navinutí roztáhneme závity tak, aby rozteč vývodů byla asi 12 mm. Konce drátu zkrátíme tak, aby přečnívaly přes vnější průměr cívky asi o 6 mm. Potom je v délce přibližně 4 mm zbavíme lakové izolace a cívku zapájíme do destičky tak, aby mezi ní a destičkou zůstala mezera přibližně 2 až 3 mm. Stejně nenáročná je realizace tlumivky v napájení, kterou zhotovíme tak, že navineme 15 závitů lakovaného drátu o průměru 0,15 až 0,25 mm na tělísko miniaturního odporu (TR 112) 100 k Ω (nebo více). Po zapájení všech součástek do destičky s plošnými spoji můžeme připojit napájecí napětí. Kdo má k dispozici absorpční vlnoměr, může si ověřit, kmitá-li oscilátor. Zároveň je možno si ihned ověřit přeladitelnost oscilátoru změnou kapacity kondenzátorového trimru C_{18} . Pro přenos se použije takový kmitočet (televizní kanál), na němž se v okolí nepříjímá žádný televizní program. Oscilátor lze přeladit přibližně v rozsahu od 170 do 230 MHz. Abychom co nejvíce omezili nežádoucí vř vyzařování, je vhodné celý přístroj umístit do kovové skřínky. Rovněž tak věnujeme pozornost připojení k televiznímu přijímači.



Obr. 10. Deska s plošnými spoji a rozložení součástek jednoduché zobrazovací jednotky (M228)

mači. Velmi vhodná je pro tento účel tzv. účastnická šňůra, kterou si však musíme poněkud upravit. Z jejího konce sejme konektor, kterým se šňůra připojuje do krabice rozvodu televizního signálu. Takto získané volné konce šňůry připojíme k příslušným bodům na desce s plošnými spoji.

K otázce volby kmitočtu pro přenos vř signálu je možno ještě uvést, že z obecného hlediska je velmi vhodný kmitočet 200 MHz (v oblasti kmitočtů III. televizního pásma). V tomto případě druhá harmonická leží mezi třetím a čtvrtým televizním pásmem a třetí harmonická „padne“ mezi čtvrté a páté televizní pásmo. Musíme však mít na zřeteli, že v některých oblastech na uvedeném kmitočtu pracují vykrývací vysílače, a že např. v Praze se u televizních rozvodů u společných TV antén převádí do 9. kanálu signál druhého programu.

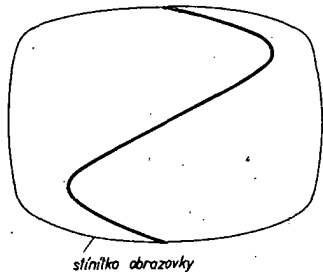
Při seřizování oscilátoru bez měřicích přístrojů zbývá jediná možnost – použít samotný televizní přijímač. Po připojení TV přijímače k přístroji a po jeho nastavení na zvolený kanál se snažíme naladit oscilátor kondenzátorovým trimrem C_{18} . Správné naladění poznáme výrazným zmenšením šumu na obrazovce i ve zvuku.

Dalším obvodem, který vyžaduje nastavení, je generátor řádkových synchronizačních impulsů. Jediný prvek, který budeme muset nastavovat (odpor), je volen jako měnitelný, parametry ostatních součástek nejsou kritické.

Po připojení napájecího zdroje (plochá baterie) připojíme výstup z vf oscilátoru k televiznímu přijímači. Na jeho obrazovce (přidáme-li jas tak, aby obrazovka byla tmavě šedá) se objeví nestabilní tmavé pruhy. Před dalším postupem je vhodné odpájet z desky jeden konec diody D_8 . V obrazovém signálu pak budou pouze synchronizační impulsy. Pak se snažíme otáčením běžce odporového trimru R_6 dosáhnout stabilního stavu, při němž je celá plocha obrazovky šedá. Pokud dosáhneme takového stavu, že se přes obrazovku pohybují šikmé bílé pruhy, doladíme nejprve oscilátor vstupního dílu televizoru tak, aby tyto pruhy byly černé a teprve potom se snažíme běžcem trimru R_6 dosáhnout stavu, při němž je celá plocha obrazovky šedá. Při dalším „proladování“ trimru R_6 musíme mít možnost „roztrhat“ obraz do šikmých pruhů na obě strany od stabilního stavu. Ve stabilním stavu je řádkový generátor televizoru synchronizován impulsy z generátoru řádkových synchronizačních impulsů z našeho „televizního osciloskopu“.

Nyní můžeme připájet nazpět diodu D_8 a na vstup generátoru snímkových synchronizačních impulsů přivedeme střídavé napětí 20 V o kmitočtu 50 Hz. Na obrazovce by se pak měl objevit svislý tmavý pruh. Pokud by tomu tak nebylo, zkusíme změnit nastavení trimru R_{19} . Nastavení tohoto trimru určuje, jak již víme, polohu uvedeného pruhu na obrazovce. Pokud se žádný pruh neobjeví ani při protáčení jezdeck trimru R_{19} , je vhodné zvětšit odpor R_{27} asi na 10 k Ω . Odpor R_{27} spolu s kapacitou kondenzátoru C_{13} určuje šířku hledaného pruhu. Může se totiž stát, že vlivem rozptýlu hodnot uvedených součástek bude pruh tak úzký, že vlastně zanikne. Proto je lepší odpor R_{27} zvětšit a teprve až se pruh objeví, nastavit změnou odporu R_{27} šířku pruhu na vhodnou velikost (2 až 3 mm na velké obrazovce).

Nyní můžeme přivést na vstup komparátoru kontrolní signál, který získáme z vhodného napěťového děliče (na obr. 7 znázorněno čárkovaně). Nesmíme zde zapomenout, že citlivost televizního osciloskopu je 300 mV pro dosažení obrazu přes celé stínítko obrazovky televizoru. Po připojení kontrolního signálu se objeví na obrazovce jedna perioda sinusového napětí o kmitočtu 50 Hz (obr. 11). Nakonec je ještě vhodné doladit jemně



Obr. 11. Průběh kontrolního signálu na obrazovce televizoru.

oscilátor vstupního dílu televizoru tak, aby byl obraz co nejostřejší a bez nežádoucích obrysů. Tímto krokem je vlastně „televizní osciloskop“ seřízen. Na tomto místě je vhodné poznamenat, že kdo by chtěl regulovat citlivost televizního osciloskopu, může připojit vstup přes lineární potenciometr 100 k Ω . Zapojení a funkce potenciometru je v tomto případě stejná, jako při regulaci hlasitosti v nízkofrekvenčních zesilovačích.

Seznam součástek

Odporů (TR 112a) a odporové trimry (TP 011)

R_1	15 k Ω
R_2	12 k Ω
R_3	4,7 k Ω
R_4	18 k Ω
R_5	2,7 k Ω
R_6	0,1 M Ω
R_7, R_{12}, R_{26}	1,2 k Ω
R_8	820 Ω
R_9	0,1 M Ω
R_{10}	0,12 M Ω
R_{11}, R_{13}, R_{29}	1,8 k Ω
R_{14}, R_{24}	39 k Ω
R_{15}, R_{22}	22 k Ω
R_{16}, R_{20}	47 k Ω
R_{17}	1 M Ω
R_{18}, R_{33}	5,6 k Ω
R_{19}	2,2 k Ω
R_{21}, R_{25}, R_{34}	10 k Ω
R_{23}	33 k Ω
R_{27}, R_{35}	3,9 k Ω
R_{28}	27 k Ω
R_{30}	560 Ω
R_{31}	1,5 k Ω
R_{32}	1 k Ω
R_{36}	100 Ω

Kondenzátory

C_1, C_4	TK744, 22 nF
C_2	TC281, 680 pF
C_3	TC281, 470 pF
C_5, C_6	TK744, 10 nF
C_7, C_{11}	TK724, 1 nF
C_8	TE002, 50 μ F
C_9	TK724, 4,7 nF
C_{10}, C_{15}	TK782, 0,1 μ F
C_{14}, C_{21}	TK754, 82 pF
C_{12}	TK754, 10 pF
C_{13}	TK754, 39 pF
C_{16}	TK724, 2,2 nF
C_{17}	TK755, 3,3 pF
C_{18}	WK701, 22, 1 až 5 pF
C_{19}	TK754, 18 pF
C_{20}	TE005, 2 μ F
C_{22}	TK754, 6,8 pF
C_{23}	TE002, 200 μ F

Diody

D_1, D_2, D_3	KY130/80
D_4, D_5, D_6, D_7, D_8	GA203

Integrované obvody

IO_1	KC510
IO_2	MAA435

Tranzistory

T_1	KC507
T_2	KF517
T_3	KC509
T_4	GF507

Cívky

L_1	15 z drátu o \varnothing 0,15 mm CuL na odporu 1 M Ω , TR 112a
	5 z drátu o \varnothing 0,5 mm CuL, vinuto na trnu o \varnothing 6 mm

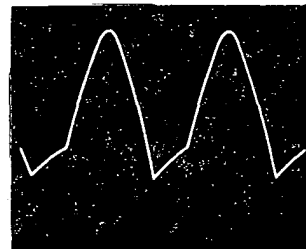
Některé aplikace televizního osciloskopu

Zkoušení nf zesilovačů

Je všeobecně známo, že s nf generátorem a osciloskopem můžeme nf zesilovače nejen proměřovat, ale systematicky i vyhledávat závady a po jejich odstranění se přesvědčit o stavu zesilovače.

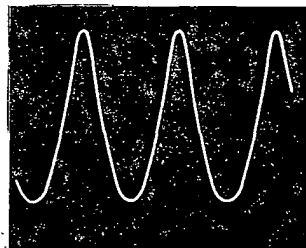
Ve většině případů zkoušení spočívá v osciloskopickém sledování průběhu vstupního měřicího signálu v důležitých bodech zesilovače. Je ustáleným zvykem používat jako měřicí signál sinusový signál s kmitočtem 1 kHz. Ovšem nic nebrání tomu, abychom použili signál odvozený ze sítě, tj. signál s kmitočtem 50 Hz. U kvalitních nf zesilovačů by signál s kmitočtem 50 Hz neměl mít znatelný útlum.

Při vlastní kontrole nf zesilovače budeme postupovat tak, že namísto reproduktoru zapojíme zatěžovací odpor R_z (o stejném odporu jako je impedance reproduktoru nebo reproduktorové soustavy). Ke vstupním svorkám zesilovače přivedeme vstupní – měřicí signál, jehož úroveň nastavíme tak, až na zatěžovacím odporu dostaneme výstupní napětí, odpovídající velikosti jmenovitému výkonu. Velikost napětí zjistíme na stínítku osciloskopu (televizoru), který připojíme paralelně k zatěžovacímu odporu R_z . Dosáhneme-li jmenovitého výstupního napětí na předepsané zátěži a je-li průběh výstupního signálu nezkreslený, je zesilovač v pořádku. Pokud nedosáhneme jmenovitého výstupního napětí a jedna polovina sinusovky výstupního signálu je omezoována, nebude patrně jeden z tranzistorů v pořádku (obr. 12).



Obr. 12. Průběh výstupního signálu koncové stupně, je-li jeden z tranzistorů vadný

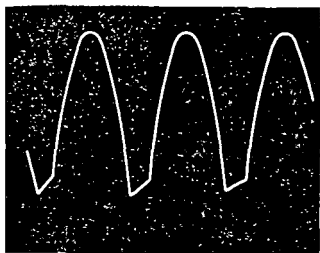
Nepomůže-li výměna, může být závada v budícím tranzistoru nebo v jeho obvodech. O tom se přesvědčíme tak, že zkontrolujeme průběh signálu na bázi budícího tranzistoru a potom na jeho kolektoru (nebo i emitoru, pracuje-li tranzistor jako invertor). Pokud se zkreslený signál objeví již na bázi budícího tranzistoru, bude pochopitelně závada v předzesilovacím stupni. Pokud bude zkreslený signál již na kolektoru (nebo i emitoru) budícího tranzistoru, zatímco na jeho bázi je signál nezkreslený, bude závada v obvodech budiče nebo bude špatný samotný tranzistor budiče (obr. 13).



Obr. 13. Průběh výstupního napětí při vadném předzesilovacím nebo budícím stupni

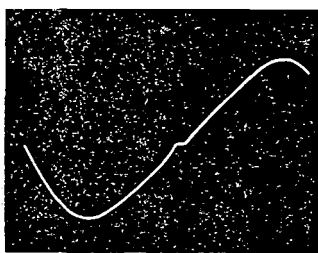
Mnohdy, zvláště v amatérských konstrukcích, nebývá vždy v koncovém stupni použita dvojice tranzistorů se shodnými parametry. Výstupní signál bude mít v tomto případě průběh podle obr. 14. Odstranit tuto závadu je možné pouze výměnou koncových tranzistorů za lépe párované. V některých případech, není-li nesymetrie příliš značná, lze poměry zlepšit zvětšením stupně záporné zpětné vazby. Tento zákrok přináší ovšem na druhé straně i nežádoucí důsledek – zmenší se zesílení zesilovače.

Další možnost vzniku zkreslení v nízkofrekvenčních zesilovačích určitých typů je



Obr. 14. Průběh výstupního signálu při nesymetrických koncových tranzistorech

dána příliš malým klidovým proudem koncového stupně zesilovače. Tento typ zkreslení se projevuje hlavně při menší hlasitosti, zatímco při větších výkonech není patrný. V tomto případě bude mít měřicí signál tvar blízký průběhu podle obr. 15. Zkreslení se odstraní tak, že zvětšíme klidový proud koncových tranzistorů.



Obr. 15. Průběh signálu s přechodovým zkreslením

Popsané jednoduché způsoby kontroly nízkofrekvenčních zesilovačů zde nejsou popsány s nutnou přesností a systematickostí. Jsou uvedeny spíše jako příklady k použití televizního osciloskopu. Mnohem důkladnější jsou způsoby kontroly a měření nf zesilovačů popsány například v práci [7].

Pochopitelně nemůžeme našim televizním osciloskopem realizovat přímo taková měření, jako je například měření harmonického zkreslení. Každému je však alespoň přibližně známo, že činitel harmonického zkreslení určuje svým způsobem kvalitu nf zařízení. Doplníme-li měření harmonického zkreslení měřením, alespoň orientačním, velikosti intermodulačního zkreslení, můžeme si udělat o jakosti zesilovače dobrý obraz. V mnoha případech totiž vystihuje velikost intermodulačního zkreslení kvalitu nf zařízení lépe, než velikost harmonického zkreslení. Z tohoto důvodu je v další části uveden jednoduchý způsob měření intermodulace, při němž jako indikátor vyhoví i televizní osciloskop.

Intermodulační zkreslení a jeho měření

Nelinearita nízkofrekvenčních zesilovačů se běžně zjišťuje měřením harmonického zkreslení. K tomuto účelu se využívá dvou metod: měří se jednak celkové zkreslení a jednak každá harmonická složka zkreslení zvlášť vlnovým analyzátozem. Obě tyto metody ovšem vyžadují, aby se zkoušené zařízení napájelo nezkresleným signálem – získat takový signál je však někdy obtížné.

Podstatnější závadou při měření harmonického zkreslení však je, že nedává vždy výsledky, které by souhlasily s poslechovou zkouškou. Malé zkreslení, jež by mohlo

nasvědčovat dobré kvalitě a věrnosti, nezajistuje ještě, že reproduktory na výstupu zesilovače budou dobře reprodukovat zesílený vstupní signál. Vzhledem k tomu, že lidské ucho velmi špatně rozeznává malá harmonická zkreslení, bude případně zhoršenou jakost reprodukce způsobovat tedy jiný druh zkreslení.

Tento další druh zkreslení vzniká tak, že zařízení, které obsahuje nelineární prvky (tranzistory) produkuje signály dalších kmitočtů, procházejí-li jím současně dva nebo několik signálů určitých kmitočtů. Jde o nežádanou nízkofrekvenční obdobu směřování, které se používá v přijímačích. Při praktickém provozu nízkofrekvenčních zesilovačů se vždy zpracovávají signály několika kmitočtů najednou a nelinearita zesilovače pak způsobuje, že kromě původních žádaných signálů budou na výstupu i nové, nežádoucí signály. Nejsou-li kmitočty těchto nových signálů v harmonickém vztahu ke kmitočtům původních signálů, vznikají nepříjemně znějící zvuky, na které je ucho velmi citlivé.

Nepříjemnou skutečností je, že v některých případech k tomuto jevu – intermodulaci – může dojít i tehdy, má-li signál, zpracováváný zesilovačem, malé harmonické zkreslení. Je proto žádoucí zjišťovat intermodulační zkreslení i u těch zesilovačů, u nichž naměříme harmonické zkreslení vyhovující velikosti. Vždy je proto vhodné měřit velikost intermodulačního zkreslení, neboť výsledky měření dají spolehlivější představu o kvalitě zesilovače (a navíc se lépe shoduje s poslechovou zkouškou), než když se měří pouze velikost harmonického zkreslení.

Při měření intermodulačního zkreslení se lze spokojit se signálem z levného nf oscilátoru, jehož signál má „rozumnou“ velikost harmonického zkreslení na rozdíl od případu, kdy se měří harmonické zkreslení, jehož správné zjištění vyžaduje měřicí signál s velmi malým harmonickým zkreslením. Tato skutečnost je velkou výhodou, zvláště v amatérské praxi.

Pro měření intermodulačního zkreslení se používají různé metody. Při všech způsobech měření se zkoušené zařízení napájí dvěma měřicími signály různých kmitočtů a měřením výstupního signálu se zjišťuje velikost vzájemného působení obou signálů vlivem nelinearity zesilovače. Nelze-li takové vzájemné působení zjistit, nedošlo k modulaci a můžeme soudit, že nelinearity zesilovače jsou velmi malé.

Procházejí-li nelineárním zesilovačem dva čistě sinusové signály rozdílného kmitočtu současně, bude výstupní napětí obsahovat kromě původních signálů i signály nové, jejichž kmitočty vzniknou součtem i rozdílem kmitočtů původních signálů. Pokud tedy budeme zařízení napájet jednak signálem s nízkým kmitočtem f_1 , jednak signálem s vyšším kmitočtem f_2 , budou na výstupu signály s kmitočty f_1 , f_2 , $f_2 + f_1$, $f_2 - f_1$. Obsahuje-li měřicí signál o kmitočtu f_1 druhou harmonickou složku ($2f_1$) stejně tak, jako signál s kmitočtem f_2 , nastanou ještě větší komplikace. Na výstupu pak budou signály s kmitočty f_1 , f_2 , $2f_1$, $2f_2$, $f_2 + f_1$, $f_2 - f_1$, $f_2 + 2f_1$, $f_2 - 2f_1$, $2f_2 - f_1$, $2f_2 + f_1$ a $2f_2 - 2f_1$. Pokud budou v původních signálech obsaženy výrazným způsobem ještě další vyšší harmonické složky (třetí, čtvrtá a pátá), vznikne uvedeným způsobem mnoho dalších, nežádanych signálů.

Jak z výše uvedených vztahů vyplývá, kmitočty mnoha nových signálů nejsou navzájem v harmonickém poměru a dávají tak vznik disonancím. Vzhledem k tomu, že tyto nežádané signály jsou „seskupeny“ těsně kolem původních signálů, překrývají je a snižují jakost tónů. Signály, které vznikly intermodulací, mohou mít kmitočty nižší i vyšší, než kmitočty původních signálů. Harmonické zkreslení naproti tomu dává

vznik jen signálům s kmitočty vyššími, než byly kmitočty původních signálů.

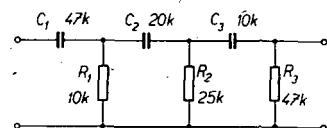
Harmonické zkreslení se měří pouze jediným sinusovým signálem, nf zesilovač se však používá jen zřídka ke zpracování jediného „čistého“ signálu. Jak hudeba, tak i řeč se skládají z vlnění, které má velký počet jednotlivých kmitočtových složek. Při intermodulaci se tyto složky navzájem modulují a dávají tak vznik produktům, které jsou pro poslech nepříjemné. Proto také měření pouze harmonického zkreslení nemusí vždy objevit závady, jež způsobují nekvalitní reprodukci, zatímco měření intermodulačního zkreslení na tyto závady upozorní.

Při měření intermodulačního zkreslení se zjišťuje procento modulace signálu s vyšším kmitočtem signálem s nižším kmitočtem. Způsob tohoto měření je v podstatě stejný, jaký se používá při měření hloubky amplitudové modulace ve vysílačích. Výstupním indikátorem může být přímoukavující měřicí přístroj nebo osciloskop.

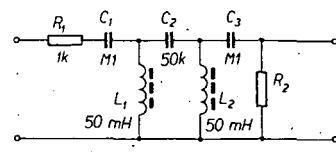
Velikost intermodulace závisí nejen na vzájemném vztahu signálů vyššího a nižšího kmitočtu, ale také na poměru jejich amplitud. Standardní poměr amplitud je 4 : 1, tj. amplituda signálu s nižším kmitočtem je čtyřnásobná vzhledem k amplitudě signálu s vyšším kmitočtem.

Měřicí kmitočty mohou být voleny v širokém kmitočtovém rozsahu od 50 do 12 000 Hz. Pro zjednodušení měřicí aparatury lze použít jako signál nižšího kmitočtu upravené napětí sítě. V praxi se používá pro dolní kmitočtové pásmo generátor s kmitočty 60, 100, 160 Hz a pro horní kmitočtové pásmo generátor s kmitočty 4, 6, 10 kHz.

Nejvhodnějším indikátorem je pro amatéra osciloskop. Při měření intermodulačního zkreslení jej musíme doplnit horní propustí, která se zapojuje mezi vstupní svorky vertikálního zesilovače osciloskopu a výstupní svorky měřeného zařízení. Účelem tohoto filtru je potlačit ve výstupním signálu měřicí signál s nízkým kmitočtem, na výstup osciloskopu se tak dostane pouze modulovaná „vysokofrekvenční“ složka. Jako horní propust je jistě nejjednodušší použít filtr RC. Dva vhodné filtry [7], [8] jsou ukázány na obr. 16 a 17.

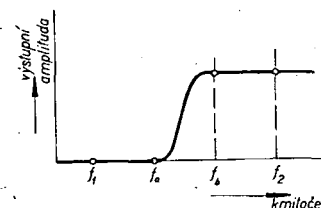


Obr. 16. Jednoduchý filtr RC



Obr. 17. Jednoduchý filtr LC

Na obr. 18 je zobrazen lineární průběh horní propusti, vhodné pro měření intermodulace. Aby bylo možno měřit přesně i malá intermodulační zkreslení, musí filtr silně



Obr. 18. Ideální průběh horní propusti

potlačovat nežádoucí kmitočty. Všechny signály kmitočtů vyšších než f_0 musí filtrem procházet naprosto stejnoměrně. Pro kmitočet f_0 , od něhož nalevo začíná křivka klesat, musí platit

$$f_0 \leq f_2 - 4f_1,$$

kde f_2 je kmitočet signálu s vyšším kmitočtem,

f_1 kmitočet signálu s nižším kmitočtem.

Jen tak totiž bude zaručeno, že všechny nejdůležitější harmonické složky, které modulují nosný kmitočet f_2 , projdou filtrem stejnoměrně. Použijeme-li např. signál nosného kmitočtu $f_2 = 3000$ Hz a modulačního kmitočtu $f_1 = 50$ Hz, bude kmitočet $f_0 = 3000 - 4 \cdot 50 = 2800$ Hz. Oblast za kmitočtem f_2 musí propouštět rovnoměrně kmitočty až do čtvrté harmonické složky nosného kmitočtu f_2 . V uvedeném případě musí vodorovná část křivky trvat alespoň do kmitočtu $4 \cdot 3000$ Hz = 12 000 Hz.

Kmitočet f_0 , při němž charakteristika filtru dosahuje nejnižšího kmitočtu, musí splňovat podmínku

$$f_0 \geq 4f_1.$$

To znamená, že f_0 nesmí být nižší, než je čtvrtá harmonická složka nejvyššího modulačního kmitočtu f_1 . Kromě toho musí být útlum při kmitočtu f_0 větší než nejmenší intermodulační zkreslení (v procentech), jež má být změřeno. Tak např. chceme-li změřit činitel intermodulačního zkreslení $k_i = 1$ %, musí být útlum filtru $100 \times$ větší (-40 dB) pro signál kmitočtu f_0 , než pro signál kmitočtu f_0 .

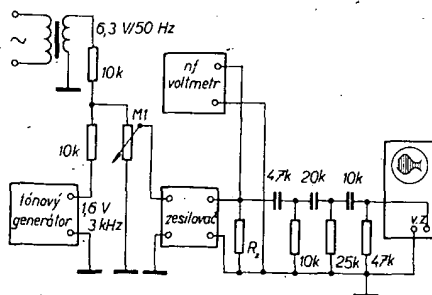
Pro jakýkoli filtr, používaný při měření činitele intermodulačního zkreslení, bude tedy nejvyšší modulační kmitočet

$$f_{i \text{ min}} = \frac{1}{4} f_0 \text{ a nejnižší nosný kmitočet}$$

$f_{2 \text{ min}} = f_0 + 4f_1$. Pak můžeme i při jednom filtru použít jakýkoli signál o kmitočtu f_2 od kmitočtu $f_0 + 4f_1$ „nahoru“.

Prísne požadavky na ostré odřezání signálů nežádoucích kmitočtů a jejich dostatečné potlačení, na plochou část křivky propustnosti a na malé ztráty omezují výběr filtru jen na velmi jakostní filtry LC (obr. 17) se součástkami s velkým činitelem jakosti Q .

Nebudeme-li mít na přesnost měření intermodulačního zkreslení velké nároky, je možné použít i jednoduchý filtr RC podle obr. 16. Měřicí sestava bude v tomto případě zapojena podle obr. 19. Měřený zesilovač

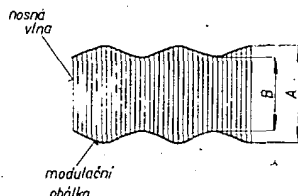


Obr. 19. Schéma zapojení měřicí sestavy a měření intermodulačního zkreslení

budíme opět dvěma sinusovými signály, z nichž první má kmitočet asi 50 Hz a druhý 3 kHz. Poměr napětí volíme (jak už bylo řečeno) 4 : 1, tj. amplituda napětí s kmitočtem 50 Hz je čtyřnásobná vzhledem k amplitudě signálu s kmitočtem 3 kHz. Oba signály se smísí v odporovém děliči a jsou přivedeny přes regulační potenciometr na vstup zesilovače.

K výstupu zkoušeného zesilovače je místo reproduktoru připojen zatěžovací odpor a nf voltmetr, jímž kontrolujeme výkon (v nouzi postačí na místě nf voltmetru i Avomet II).

Dále je k výstupu zesilovače připojen již zmíněný pasivní čtyřpól RC, který odřízne signály nižších kmitočtů než 350 Hz, takže na výstupu filtru zůstane jen signál o kmitočtu 3 kHz, amplitudově modulovaný kmitočtem 50 Hz. Toto napětí se přivádí na vstupní zdírky vertikálního zesilovače osciloskopu, jehož časová základna je nastavena na kmitočet 50 Hz. Při měření se vytvoří na stínítku osciloskopu obraz amplitudově modulované nízkofrekvenční nosné vlny (obr. 20).



Obr. 20. Amplitudově modulovaná nf nosná

Hloubka modulační (anebo v našem případě činitel intermodulačního zkreslení) je dána vztahem

$$k_i = \frac{A - B}{A + B} \cdot 100 \quad [\% ; \text{mm} ; \text{mm}],$$

kde A je maximální amplituda a B minimální amplituda signálu nosného kmitočtu 3 kHz.

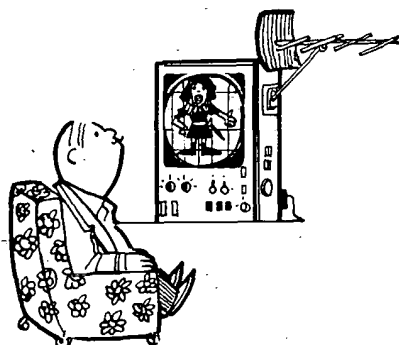
Uvedený způsob měření činitele intermodulačního zkreslení je přesný tehdy, neobsahuje-li výstupní signál signály harmonických kmitočtů, tj. má-li měřené zařízení zanedbatelné harmonické zkreslení.

Jak z uvedeného způsobu měření vyplývá, používá se jako indikátor osciloskop, jehož časová základna je nastavena na kmitočet 50 Hz. Velmi jednoduchým přípravkem, jakým je jistě osciloskopický adaptor, můžeme tedy kontrolovat i takový parametr nízkofrekvenčních zesilovačů, jakým je činitel intermodulačního zkreslení.

Velikost činitele k_i může být podle jakosti zesilovače v mezích 0,3 až 1,5 %.

Literatura

- [1] Radio (SSSR) č. 1/1959.
- [2] Radio (SSSR) č. 8/1965.
- [3] Příbil, J.: Osciloskop z televizoru. AR č. 6/1968, str. 229.
- [4] Krapivnikov, V.: Oscilografická stavka k televizoru. Radio (SSSR) č. 4/1968, str. 55.
- [5] Hrnčálík, L.: Použití televizního přijímače jako výstupní zobrazovací jednotky analogového počítače. Sdělovací technika č. 6/1977, str. 207.
- [6] Havelka, J.: Televize. SNTL: Praha 1956.
- [7] Hyan, J. T.: Nízkofrekvenční měření. RK č. 5/1967.
- [8] Jurkovič, K.; Martinek, J.: Merač intermodulačního zkreslení. Hudba a zvuk č. 1/1969, str. 23.



Zobrazovací jednotka – II. varianta

V této kapitole se mohou čtenáři seznámit s konstrukcí zobrazovací jednotky poněkud odlišného zapojení. Rozdíl mezi oběma variantami spočívá v několika zásadních skutečnostech, které si dále uvedeme – tím se ozejmí i různé vlastnosti obou variant.

Zásadní rozdíl spočívá především ve složitosti zapojení obou konstrukcí zobrazovacích jednotek. U první varianty bylo cílem vyvinout co nejjednodušší, provozně nenáročnou, materiálně nenákladnou a dobře reprodukovatelné zapojení, které by s vyhovující spolehlivostí umožňovalo zobrazovat periodické signály s opakovacím kmitočtem rovným celistvým násobkům kmitočtu 50 Hz. Při konstrukci byly využity zcela běžné součástky. Všimneme-li si pouze aktivních, pak jde o běžné typy tranzistorů a lineární integrovaný obvod staršího, levnějšího druhu. Provozní nenáročnost spočívá především ve způsobu napájení, protože u této varianty vystačíme s jedinou plochou baterií.

Druhá varianta byla vyvíjena s úmyslem sestavit sružený měřicí přístroj, který by kromě obvodů vlastní zobrazovací jednotky obsahoval obvody dalších doplňkových měřicích zařízení. Tato zařízení jsou určena pro měření, při nichž je třeba získané veličiny zobrazovat na ploše pokud možno co největší, aby bylo možno získané křivky uspokojivě vyhodnocovat. Konkrétně se jedná o tyto měřicí doplňky:

- 1) zařízení pro snímání a zobrazování kmitočtově amplitudových charakteristik mf zesilovačů přijímačů pro příjem amplitudově a kmitočtově modulovaných signálů (rozmitače /vobtery/ pro oblast 460 kHz a 10,7 MHz);
- 2) zařízení pro snímání a zobrazování charakteristik polovodičových součástek,
- 3) zařízení pro proměňování závislosti napětí-kapacita u varikapů s možností jejich párování.

Všechna jmenovaná měřicí zařízení jsou obsažena ve společné skřínce spolu s obvody zobrazovací jednotky. Koncepce zapojení zobrazovací jednotky II. varianty umožňuje dále využít ji k zobrazení signálů z jiných zařízení, jako např. výstupních signálů analogových počítačů apod. Kromě toho lze rovněž snadno využít ostatních vestavěných měřicích zařízení ve spojení s jiným druhem zobrazovacího zařízení, např. s osciloskopem.

Z uvedené základní koncepce automaticky vyplynulo, že je nutné zajistit i dlouhodobě stálost vlastností zapojení. Je pochopitelné, že uvedené požadavky a předpoklady nelze splnit jednoduchými prostředky a proto je i vlastní zobrazovací jednotka podstatně složitější i nákladnější.

Z faktů uvedených při srovnávání obou variant zobrazovací jednotky zároveň můžeme odhadnout, kde nalezneme která z variant větší možnosti uplatnění.

První varianta je skutečně „lidovým“ typem zapojení, který jistě může materiálně zajistit i realizovat převážná část radioamaterské veřejnosti. Druhý typ zobrazovací jednotky je spíše vhodný buď pro určitý kolektiv (radioklub apod.), nebo pro zájemce s podmínkami, zaručujícími využití přístroje – pak je ekonomicky zdůvodněna její stavba (např. pro demonstrační účely apod.).

Obsažné pojednání o možnostech využití televizoru jako vcelkové zobrazovacího zařízení, výčet jeho výhod a omezení, jakož i vysvětlení principu již bylo uvedeno

v souvislosti s popisem I. varianty zobrazovací jednotky. Proto se v této stati budeme věnovat pouze vlastnímu zapojení II. varianty. Doplnková měřicí zařízení pak budou podobně popsána ve zvláštních kapitolách.

Popis zapojení

Druhá varianta zapojení zobrazovací jednotky je systémem převážně sekvenčních logických obvodů, který produkuje směs synchronizačních a jasové modulačních impulsů. Těmito impulsy se moduluje oscilátor (generátor), který zprostředkovává přenos získaných informací do obvodů televizoru, jehož obrazovka (stínítko) pak slouží jako zobrazovací plocha. Pro názornost a snazší pochopení si činnost obvodů zobrazovací jednotky vysvětlíme nejdříve na základě blokového schématu na obr. 21. Jádrem zobrazovací jednotky tvoří základní generátor a soustava děličů kmitočtu, z níž se vybírají

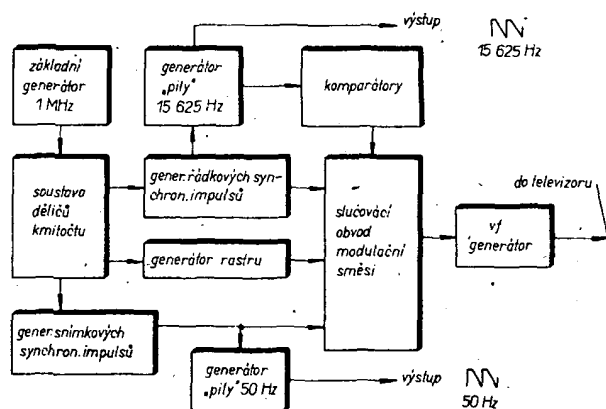
Výstupní impulsy generátorů synchronizačních impulsů a generátoru rastru se dále vedou, do slučovacího obvodu, v němž se všechny tyto impulsy slučují ještě spolu s výstupními impulsy komparátorů do modulační směsi. Touto směsí impulsů se amplitudově moduluje vysokofrekvenční generátor, jehož výstupní signál zavádíme do anténních zdírek televizoru. Oběma generátory synchronizačních impulsů je dále řízena činnost generátorů napětí pilovitého průběhu. Výstupní napětí pilovitého průběhu generátoru 50 Hz ovládá činnost přídavných měřicích zařízení – určuje rychlost opakování měření.

Výstupní napětí generátoru „pily“ 15 625 Hz se přivádí do komparátorů, v nichž se porovnává se signálem, jehož průběh chceme pozorovat. Výstupní napětí komparátorů se derivuje a zavádí do slučovacího obvodu, v němž se přidruží k ostatním signálům, s nimiž tvoří modulační směs pro vf generátor. V dalším popisu si podrobně probereme zapojení jednotlivých částí jednotky, jejíž schéma je na obr. 22.

jednotkou (PKJ) 1 MHz zaručuje se značnou rezervou požadavky na stabilitu kmitočtu synchronizačních impulsů. K vytváření signálu z oscilátoru se využívá zisku dalšího součinného hradla (zapojeného opět jako invertor). Z výstupu tvarovacího hradla se signál přibližně pravouhlého průběhu přivádí do dvojitého klopného obvodu typu D (MH7474), v němž se kmitočet dělí čtyřmi. Výstupní signál má tedy kmitočet 250 kHz, perioda je tedy 4 mikrosekundy.

Generátory napětí pilovitého průběhu

Popis obvodů generátorů napětí pilovitého průběhu o kmitočtech 50 Hz a 15 625 Hz je součástí samostatné kapitoly, která je koncipována z obecnějšího hlediska, takže podává čtenářům poměrně ucelený přehled o této problematice. Z těchto důvodů a též pro její značnou obsáhlou byla zařazena až na konec stati, zabývající se popisem obvodů zobrazovací jednotky.



Obr. 21. Blokové schéma zobrazovací jednotky.

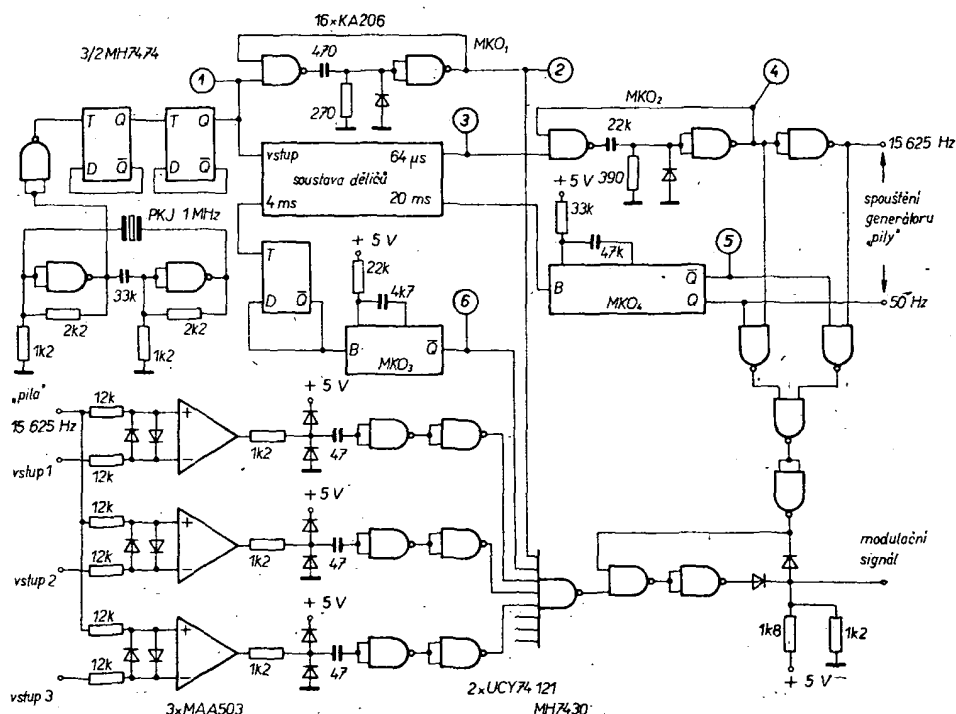
Obvody pro vytvoření synchronizačních impulsů

Řídicí signál pravouhlého průběhu o kmitočtu 250 kHz se dále zpracovává v soustavě děličů. Podrobné zapojení soustavy je na obr. 23. Zapojení integrovaných dekádických čítačů MH7490 je navrženo tak, že nejdříve získáváme ze signálu o kmitočtu 250 kHz binárním dělením signál o kmitočtu 15 625 Hz. Je to umožněno tím, že každý obvod MH7490 obsahuje dva nezávislé děliče (mají společné jen napájení a obvod nulování), jeden dělič dvěma a druhý dělič pěti. Signál 250 kHz se tedy nejdříve dělí čtyřikrát dvěma, to je celkem šestnácti. Signál 31 250 Hz (perioda 32 μ s) se z výstupu A předposledního obvodu MH7490 zavádí opět do všech čtyř čítačů, tentokrát do částí, děličích pěti. Celkový dělicí poměr této části je 625 a výsledný signál má kmitočet 50 Hz (perioda 20 ms). Signály s periodou 64 μ s a 20 ms se dále zavádějí do monostabilních klopných obvodů, v nichž se vytvářejí řádkové a snímkové synchronizační impulsy.

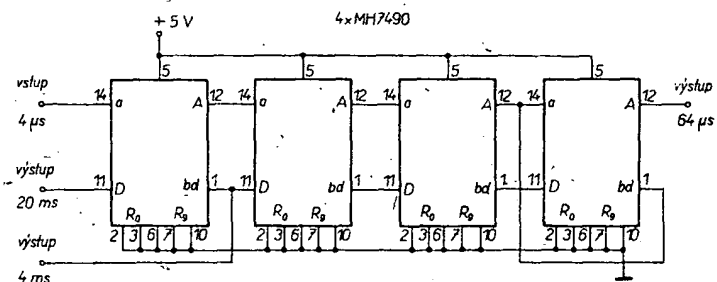
signály vhodných kmitočtů pro další zpracování. Proto se signály vybraných kmitočtů zavádějí do generátorů řádkových a snímkových synchronizačních impulsů a také do generátorů, které umožňují vytvořit na obrazovce rastr vodorovných a svislých čar.

Základní generátor 1 MHz

Základní oscilátor, realizovaný dvěma součinnými hradly (zapojenými jako invertory) a řízený piezoelektrickou krystalovou



Obr. 22. Schéma zapojení zobrazovací jednotky. $10 = 5 \times \text{MH7400}$.



Obr. 23. Detailní zapojení soustavy děličů

Řádkové synchronizační impulsy se vytvářejí v monostabilním klopném obvodu MKO₂, sestaveném ze součinných hradel. Šírka generovaného synchronizačního impulsu je přibližně 10 μs a je přímo závislá na velikosti časovacího odporu a kondenzátoru tak, že ji lze jednoduše nastavit. Snímkové synchronizační impulsy mají mít šířku kolem 1,5 ms. Pokud bychom chtěli i zde použít monostabilní klopný obvod, sestavený ze součinných hradel, pak bychom museli použít časovací kondenzátor se značně velkou kapacitou (protože časovací odpor ve vstupu hradla musí být maximálně 470 Ω) – řádu jednotek mikrofaradů. Proto jsme na tomto místě použili integrovaný monostabilní klopný obvod UCY74121 (MKO₄). Pro potřeby dalších obvodů (generátorů napětí pilovitěho průběhu) a měřících doplňků jsou oba (řádkový i snímkový) synchronizační impulsy (kladné) vyvedeny na dva oddělené výstupy. Před sloučením s ostatními obrazovými signály se řádkový i snímkový synchronizační signál sdružují v obvodu, který se nazývá EXKLUSIVĚ-OR. Tento obvod zajišťuje, že v modulační směsi jsou řádkové synchronizační impulsy přítomny i po dobu trvání snímkového synchronizačního impulsu. Záporné synchronizační impulsy se s obrazovými signály slučují v jednoduchém diodovém hradle.

Obvody pro vytvoření obrazových signálů

V zobrazovací jednotce se generují v podstatě dva druhy obrazových signálů. V první řadě jsou to obrazové signály souřadné sítě. Obrazový signál svislých čar jsou impulsy, široké asi 0,25 μs s opakovací dobou 4 μs. Tyto impulsy vytváří na každém řádku světelné body, které jsou stejně vzdáleny od sebe i od okraje obrazovky, v souhrnu pak tyto body tvoří svislé čáry. Kmitočet signálu, který řídí činnost monostabilního klopného obvodu MKO₁ generujícího impulsy, je celistvým násobkem kmitočtu řádkových synchronizačních impulsů a proto jsou svislé čáry rovné a stabilní ve své poloze na stínítku televizní obrazovky. Dalším obrazovým signálem se na stínítku obrazovky vytvářejí vodorovné čáry. Praktické provedení využívá toho, že se vždy po určité době rozsvítí na obrazovce jeden řádek. Rozsvícení řádku zajistíme impulsem z dalšího monostabilního klopného obvodu MKO₃. Také na tomto místě jsme se vzhledem k okolnostem rozhodli využít integrovaného monostabilního klopného obvodu, protože šírka rozsvěcovacího impulsu je poměrně velká a ze „vzhledových“ důvodů je třeba, aby byla neměnná.

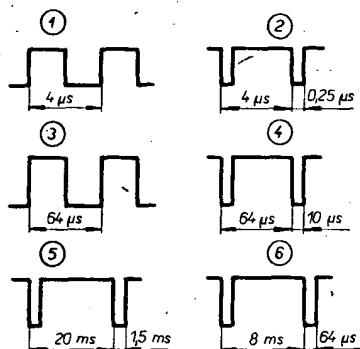
Výstupy od obou monostabilních klopných obvodů, generujících obrazové signály souřadnicové sítě, jsou zavedeny na vícevstupové součinné hradlo, v němž se vzájemně slučují s dalšími generovanými signály.

Posledním druhem obrazových signálů jsou ty, které na televizoru vytvářejí obrazce, odpovídající tvarem průběhu sledovaných veličin.

Tyto obrazové signály se vytvářejí s pomocí diferenčních komparátorů, porovnávajících na vstupech měřené napětí s výstupním napětím generátoru napětí pilovitěho průběhu o kmitočtu 15 625 Hz, jehož činnost je synchronizována řádkovými synchronizačními impulsy. Během každého činného běhu generátoru napětí pilovitěho průběhu se bude v určitém okamžiku rovnat napětí z tohoto generátoru napětí, jehož průběh chceme zobrazit. V tomto okamžiku přechází úroveň výstupního napětí komparátoru z jedné krajní polohy (saturace) do druhé a derivační obvod zapojený na jeho výstupu vyrobí impuls, široký přibližně 200 až 300 nanosekund. V derivačním obvodu není třeba používat vybíjecí odpor, jehož funkci zde přebírá vstupní proud hradla, ke kterému je derivační kondenzátor připojen. Signál z komparátoru se ještě před přivedením do derivačního obvodu omezí na úroveň, vhodnou ke zpracování v logických obvodech. Derivační impuls se (po vytváření ve dvou hradlech, zapojených jako invertory) opět slučí s ostatními obrazovými signály a vytvoří na stínítku obrazovky televizoru žádané obrazce.

Komparátory jsou sestaveny s operačními zesilovači MAA 503. Aby byla rychlost odezvy komparátoru dostatečná, byly obvody kmitočtové kompenzace zesilovačů zcela vypuštěny. Ze strany vstupů je komparátor chráněn proti napětovému přetížení dvojicí diod, zapojených mezi jeho vstupy za ochrannými odpory.

Zobrazovací jednotka obsahuje celkem tři kompletní obvody komparátorů i následujícími derivačními obvody. Se dvěma se počítá pro zobrazení dvou veličin. Činnost třetího komparátoru je ovládána polohou běžce potenciometru, kterým můžeme nastavit na vstupu komparátoru stejnosměrné napětí v rozmezí od nuly přibližně do 7 V. Tím vytváříme pohyblivou svislou čáru, které můžeme využít ke značkování nebo ke kalibraci a odměřování zobrazených veličin. Po sloučení všech obrazových signálů se výstupní směs impulsů zavádí na jeden vstup dalšího dvou vstupového hradla. Druhý vstup je ovládán signálem synchronizační směsi impulsů.



Obr. 24. Průběhy napětí v důležitých bodech zapojení na obr. 22

Tímto způsobem se zabrání tomu, aby do modulační směsi pro vysokofrekvenční generátor pronikly v době trvání synchronizačních impulsů obrazové signály, které by negativně ovlivňovaly jejich průběh (mají opačnou polaritu) a tím zhoršovaly stabilitu vytvářeného televizního obrazu.

Vf generátor

Ke zprostředkování přenosu synchronizačních impulsů a obrazových signálů z obvodů zobrazovací jednotky do televizoru byla použita osvědčená metoda – výstupní signál vysokofrekvenčního amplitudového modulačního oscilátoru je přiváděn na anténní zdířky televizoru. Protože zapojení vysokofrekvenčního generátoru i způsob připojení jeho výstupu je naprosto totožný se zapojeními, která se používají u přístrojů k provozování televizních her, nepovažujeme za nutné tyto informace znovu opakovat (viz např. AR B1/77).

Odkazujeme proto zájemce na příslušnou literaturu, v níž lze najít všechny podrobnosti včetně nákrešů plošných spojů. Připomeňme si, že je rovněž možné zavést modulační signál z obvodů zobrazovací jednotky přímo do obrazového zesilovače televizoru. Lze předpokládat, že obraz bude kvalitnější, protože zapojení jednoduchých vf generátorů neodpovídá většinou požadavkům na kvalitní přenos obrazových signálů. Vyvedeme-li signál do obrazového zesilovače televizoru, bude třeba zkusmo nastavit vhodnou úroveň signálu ze zobrazovací jednotky a zejména zajistit bezpečnost při práci s televizorem, jde-li o typ bez síťového transformátoru (převážná většina TVP).

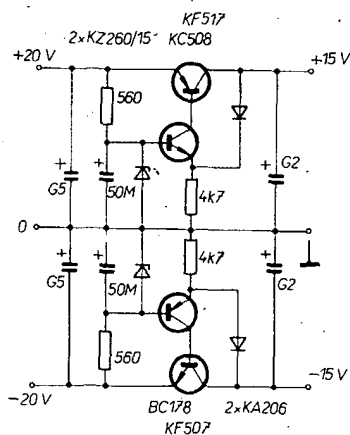
Napájecí zdroje

Obvody zobrazovací jednotky potřebují ke své činnosti napájecí napětí +5 V (pro napájení číslicových integrovaných obvodů) a dále symetrické napětí ±15 V pro napájení obvodů generátorů napětí pilovitěho průběhu a operačních zesilovačů (komparátorů). Velikost a polarita uvedených napětí je vztažena vůči zemnici sorce, která je pro oba napájecí okruhy společná.

Abychom předešli vzniku případných vazeb na odporech napájecího okruhu +5 V v důsledku poměrně značného proudového odběru, musí mít stabilizovaný zdroj velmi malý výstupní odpor. Proto je třeba použít monolitický integrovaný stabilizátor MAA723H ve spojení s výkonovým tranzistorem. Zapojení zdroje bylo beze změny převzato z AR-B 4/76, kde čtenáři naleznou všechny potřebné informace včetně nákrešů obrazce plošných spojů. Pokud jde o napájení nesmíme zapomenout rozmístit na desku dostatečný počet blokovacích kondenzátorů k omezení vzniku napětových špiček, které vznikají při přepínání číslicových obvodů. Tyto „rychlé špičky“ pomalejší obvody stabilizátoru „nestihnou“ korigovat, protože na vysokých kmitočtech se výstupní odpor stabilizátoru zvětšuje. Je vhodné používat kombinace plochých keramických kondenzátorů 0,1 nebo 0,15 μF (TK 782) a elektrolytických kondenzátorů (nejlepší jsou tantalové řady TE 152) o kapacitě 50 μF. Pro destičku zobrazovací jednotky je třeba použít od každého typu tři až pět kusů – podle uspořádání. Nezapomínáme-li, aby byly napětové špičky dokonale potlačeny, může se stát, že tím nezajistíme ani stabilní obraz. Některé špičky mohou mít i zápornou polaritu, takže rušivě zasahují do směsi synchronizačních impulsů

a způsobují chaotické spouštění rozkladových generátorů televizoru. Proto také při potížích se stabilitou obrazu věnujeme pozornost „čistotě“ napájecího napětí a snažíme se závadu odhalit a odstranit přikládáním blokovacího kondenzátoru do různých míst rozvodu napájecího napětí obvodů zobrazovací jednotky.

Zdroj napětí ± 15 V slouží v obvodech zobrazovací jednotky pouze k napájení obvodů generátorů napětí pilovitého průběhu a k napájení operačních zesilovačů – komparátorů. Kromě toho bude rovněž napájet obvody dalších měřících doplňků, umístěných ve společné přístrojové skřínce. Zejména doplněk pro měření charakteristik tranzistorů je značně náročný na odběr proudu a proto je třeba, aby byl zdroj schopen při obou polaritách výstupního napětí poskytovat proud až 150 mA. Nároky na stabilitu výstupního napětí tohoto zdroje jsou však průměrné – proto všem požadavkům vyhovuje poměrně jednoduchý zdroj, jehož schéma je na obr. 25. Jak je vidět, jedná se o zcela



Obr. 25. Zapojení napájecího zdroje (napětí ± 15 V)

symetrické zapojení, jehož obě poloviny se od sebe liší pouze tím, že jsou v nich použity tranzistory opačného typu vodivosti. Zdroje jsou vybaveny elektronickou pojistkou, která omezuje výstupní proud, takže chrání zdroj před zničením při krátkodobém zkratu na výstupu.

Oba sériové regulační tranzistory (KF507 a KF517) je třeba opatřit navlékacím korunkovým chladičem. Je třeba dodržet uvedenou velikost vstupního napětí stabilizátorů (platí pro odběr zhruba 100 mA, naprázdno smí být až o 5 V větší), aby nebyly regulační tranzistory výkonové přetíženy.

Podrobný popis tohoto typu stabilizátoru s výkladem činnosti zapojení je uveden v AR 4/76, kde je rovněž uveden způsob, jak vypočítat odpory R_2 a R_1 s ohledem na požadované omezení výstupního proudu. Odpory podle obr. 25 platí pro omezení přibližně na 150 mA, mají-li sériové regulační tranzistory při tomto proudu proudový zesilovací činitel asi 50.

Stabilizátor se napájí ze symetrického dvoucestného usměrňovače běžného typu.

Generátor napětí pilovitého průběhu

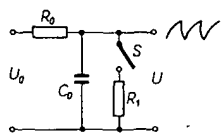
V úvodní kapitole byl naznačen princip zobrazování elektrických signálů na televizní obrazovce. I ve druhé variantě zobrazovací jednotky je pro převod napětové úrovně na časový interval použito porovnávání této

úrovně napětím pilovitého průběhu, synchronizovaným řádkovými synchronizačními impulsy. Linearita zobrazení napětí na televizní obrazovce bude záviset na linearitě všech článků řetězce: měřený objekt – zobrazovací jednotka – televizor.

Linearitu televizního přijímače můžeme ovlivnit pouze v určitých mezích. Při optimálním nastavení ovládacích prvků televizoru bude linearita řádu jednotek procent. Musíme se tedy snažit, aby linearita obvodu zobrazovací jednotky byla lepší, než linearita televizoru a neovlivnila tak linearitu celého řetězce. Vzhledem k tomu, že linearita přenosu zobrazovací jednotky je dána především linearitou napětí pilovitého průběhu, bylo třeba věnovat velkou pozornost výběru vhodného generátoru. Protože tato problematika nebyla již dlouho na stránkách našich časopisů souhrnně zpracována, podíváme se na celou věc poněkud obecněji.

Základní zapojení generátoru

Základní zapojení generátoru pilovitého napětí je na obr. 26. Po připojení napětí U_0 se

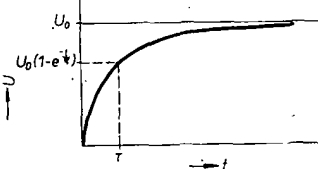


Obr. 26. Základní zapojení generátoru napětí pilovitého průběhu

začne přes odpor R_0 nabíjet kondenzátor C_0 . Napětí na C_0 v čase t je dáno vztahem

$$U = U_0 (1 - e^{-t/\tau}) \quad (1)$$

V tomto vzorci je τ tzv. časová konstanta obvodu, rovná součinu $R_0 C_0$. Průběh nabíjení je znázorněn na obr. 27. Sepne-li se v okamžiku t_1 spínač S, začne se kondenzátor



Obr. 27. Průběh nabíjení kondenzátoru

C_0 vybíjet přes odpor R_1 . Časový průběh vybíjení je dán vztahem

$$U(t) = \left[U(t_1) - U_0 \frac{R_1}{R_0 + R_1} \right] e^{-t/\tau} + U_0 \frac{R_1}{R_0 + R_1}$$

V tomto vzorci $\tau_1 = \frac{C_0 R_0 R_1}{R_0 + R_1}$, tj.

časová konstanta se rovná součinu C_0 a paralelní kombinace R_0 a R_1 . Zvolíme-li R_1 o hodně menší než R_0 , pak můžeme zanedbat

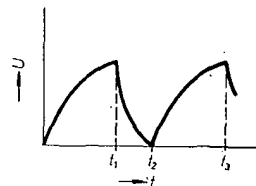
člen $\frac{R_1 U_0}{R_0 + R_1}$ a člen $\left(\frac{R_0 R_1}{R_0 + R_1} \right)$

nahradiť R_1 .

Pak bude mít vzorec tvar:

$$U(t) = U e^{-t/\tau}$$

Kondenzátor se tedy vybíjí na nulu s časovou konstantou $R_1 C_0$, která je mnohem menší, než konstanta $R_0 C_0$ a vybíjení je rychlejší, než nabíjení. Je-li doba sepnutí spínače S zhruba pětinašobkem časové konstanty $R_1 C_0$, vybije se kondenzátor na nulu s přesností asi 1 %.



Obr. 28. Výstupní signál zapojení z obr. 26

Rozpojme-li spínač S, začne se kondenzátor opět nabíjet a napětí na něm bude mít průběh podle obr. 28. Podmínka dostatečného vybití během sepnutí spínače S určuje maximální odpor R_1 , neboť doba sepnutí je obvykle dána např. délkou synchronizačního impulsu.

Podíváme se však podrobněji na tu fázi činnosti, kdy se kondenzátor nabíjí. Ze vzorce (1) a z obr. 27 a 28 vyplývá, že se napětí na kondenzátoru nezávisle s časem lineárně. Exponenciální funkce, která udává průběh nabíjení, můžeme přibližně vyjádřit mnohočlenem. Pro nejmenší mocniny t bude mít mnohočlen tvar:

$$U = U_0 \left(\frac{t}{\tau} - \frac{t^2}{2\tau^2} + \frac{t^3}{3 \cdot 2\tau^3} - \frac{t^4}{4 \cdot 3 \cdot 2\tau^4} + \dots \right)$$

Ze vzorce je vidět, že bude-li $\frac{t}{\tau}$ hodně malé, tj. t mnohem menší než τ , bude možno zanedbat nelineární členy (např. je-li $\frac{t}{\tau}$ rovno 0,01, je $\frac{t^2}{2\tau^2}$ již 0,00005) a napětí na

kondenzátoru bude možno považovat za lineární se zvětšující s časem. Z toho vyplývá, že bude-li se nabíjet kondenzátor po dobu, která je malým zlomkem časové konstanty $R_0 C_0$, můžeme tento pochod považovat za lineární. Podíváme se, jaké bude napětí na kondenzátoru po uplynutí této doby. Jako měřítko linearity vezměme stav, při němž kvadratický člen zavádí chybu 1 % od lineárního průběhu, což odpovídá

$$\frac{t^2}{2\tau^2} : \frac{t}{\tau} = \frac{1}{100}$$

Z toho vypočítáme $\frac{t}{\tau} = \frac{1}{50}$, a tedy $t = \frac{\tau}{50}$.

V tomto čase je na kondenzátoru napětí

$U = \frac{U_0}{50}$. K vytváření lineární se zvětšujícího napětí tedy potřebujeme nabíjet kondenzátor napětím padesátkrát větším, než je požadované maximální napětí. Tato metoda se skutečně používá v některých jednoduchých osciloskopech, u nichž se využívá některého z anodových napětí obrazovky k vytváření napětí pilovitého průběhu o amplitudě řádu jednotek voltů. Malé napětí se pak na potřebnou úroveň zesílí zesilovačem.

Vzhledem k této komplikaci se této metody proto využívá jen tam, kde nároky na linearitu nejsou příliš velké.

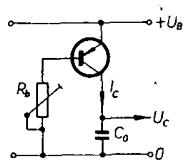
Obvody, využívající linearizovaného nabíjení

Jako první způsob linearizace nabíjení kondenzátorů se nabízí použít místo odporu R_0 zdroj konstantního proudu. Závislost napětí na čase je pak dána vztahem:

$$U = \frac{Q}{C_0} = \frac{It}{C_0} \quad (2)$$

kde Q je náboj kondenzátoru.

Ze vzorce (2) je vidět, že je v tomto případě závislost napětí na čase lineární, nelinearity



Obr. 29. Nejjednodušší stabilizace proudu

jsou způsobeny pouze svody součástek a nedokonalou činností stabilizátoru proudu, nejsou však principiální, nevyplyvají z činnosti obvodu.

Nejjednodušší stabilizátor proudu je na obr. 29. Toto zapojení využívá faktu, že kolektorový proud tranzistoru je určen prakticky jen proudem báze, kterému je přímo úměrný. Proud kolektoru je přibližně dán vzorcem:

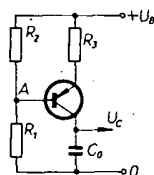
$$I_c = \beta I_b = \beta \frac{U_0}{R_b}$$

Dosadíme-li tento vztah do (2), dostaneme napětí

$$U_c = \frac{\beta U_0}{R_b C_0} t$$

Přes jednoduchost je popsán obvod možno použít tam, kde nejsou velké nároky na linearitu.

Mnohem lepší výsledky dává zdroj proudu podle obr. 30. V tomto zapojení se využívá



Obr. 30. Stabilizátor proudu

toho, že v aktivní oblasti napětí U_{BE} tranzistoru prakticky nezávisí na proudě báze, a je zhruba 0,6 V. Tím je určen spád napětí na odporu R_3 , který je až na oněch 0,6 V roven rozdílu mezi napětím U_0 a napětím v bodě A. Zanedbáme-li proud báze, je proud kolektoru roven přibližně

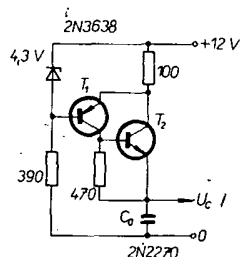
$$I = \left[\frac{U_0 R_2}{R_1 + R_2} - 0,6 \right] \frac{1}{R_3}$$

Při dostatečně tvrdém děliči R_1, R_2 a stabilním napětím U_0 vyhoví tento zdroj proudu i při náročnějších aplikacích.

Závislost na napájecím napětí značně zmenšíme, nahradíme-li odpor R_2 Zenerovou diodou, která pak stabilizuje napětí v bodě A. Proud kolektoru je v tomto případě dán vztahem:

$$I = \frac{U_z - 0,6}{R_3}$$

Zlepšit vlastnosti obou variant zapojení z obr. 30 lze použitím dalšího tranzistoru podle obr. 31. Tranzistor T_2 pracuje vlastně



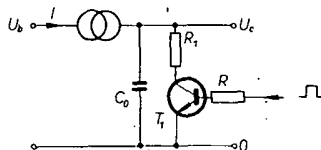
Obr. 31. Dokonalý stabilizátor proudu

jako zesilovač a zmenšuje tedy rozdíly v zátěži obvodu báze T_1 a navíc tranzistor T_1 není ohříván proudem, protékajícím stabilizátorem. Tím je celé zapojení stabilnější i teplotně. V zapojení podle obr. 31 je udávána stabilita proudu 0,5 % v rozmezí teplot 0 až 70 °C. Použije-li se místo Zenerovy diody odpor, získáme zapojení, odpovídající obr. 30. I toto zapojení dává velmi dobré výsledky.

Vybíjecí obvody

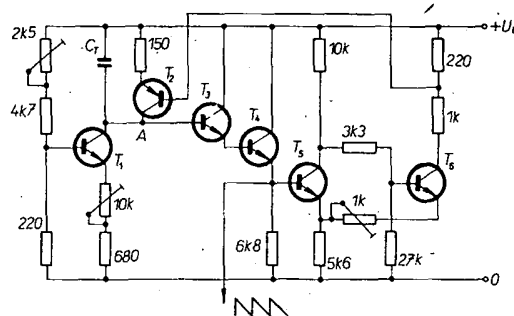
Podíváme-li se na obr. 29, vidíme, že chceme-li získat napětí pilovitého průběhu, musíme kondenzátor též vybíjet. K tomuto účelu se v elektronkových zařízeních využívalo tyratronů a doutnavek, v tranzistorových zařízeních se používají tranzistory, případně tyristory.

Základní zapojení vybíjecího obvodu s tranzistorem je na obr. 32. Přivedeme-li na



Obr. 32. Základní zapojení vybíjecího obvodu s tranzistorem

odpor R dostatečně velké napětí, přejde tranzistor T_1 do vodivého stavu a náboj kondenzátoru C_0 se začne vybíjet přes odpor R_1 . Při dostatečně velkém proudě báze je tranzistor v saturaci a můžeme ho nahradit zkratem. Chceme-li vybit kondenzátor až na nulový náboj, musí být doba vybíjení dostatečně dlouhá, jak již bylo řečeno. Volíme-li proud báze tak, aby vybíjecí proud nemohl být větší než je maximální kolektorový proud, můžeme odpor R_1 vynechat a vybíjení je pak rychlejší, neboť vybíjecí proud je konstantní.

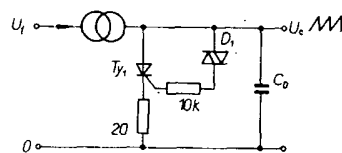


Obr. 35. Vybíjecí obvod se Schmittovým klopným obvodem

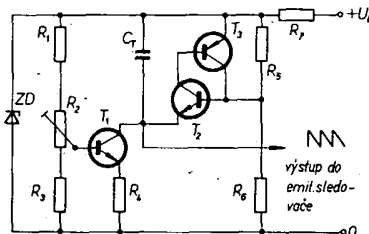
Nyní zbývá pojednat o tom, jakým způsobem můžeme ovládat spínač. Nejjednodušší je přivádět na bázi tranzistoru synchronizační impulsy. Takové impulsy nejsou však vždy k dispozici a je žádoucí, aby generátor „běžel volně“.

Obecně existují dva způsoby, jak vybit kondenzátor bez synchronizačního impulsu. Buď je paralelně ke kondenzátoru připojen prvek, který po dosažení určitého napětí automaticky sepne a kondenzátor vybit (tyristor, tranzistor UJT apod.), nebo je na výstup generátoru připojen obvod, který po dosažení určitého napětí sám vyšle impuls na bázi vybíjecího tranzistoru.

Jednoduché zapojení takového obvodu je na obr. 33. Kondenzátor C_0 se nabíjí ze zdroje proudu. Nabíje-li se na napětí, přičemž spíná diodu D_1 , dostane se proud na řídicí elektrodu tyristoru, který se sepne a je ve vodivém stavu až do okamžiku úplného



Obr. 33. Vybíjecí obvod s tyristorem



Obr. 34. Vybíjecí obvod s tranzistorem jako náhradou za tyristor

vybití kondenzátoru. Potom opět přejde do nevodivého stavu a kondenzátor se začne nabíjet.

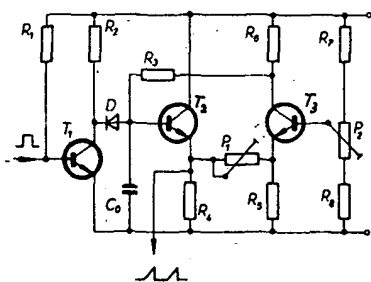
Tranzistorová náhrada tohoto obvodu je na obr. 34. Kondenzátor C_0 se nabíjí ze zdroje proudu (T_1). Při vybíjení se napětí na něm zmenšuje. Jakmile se zmenší tak, že je menší než napětí na děliči R_5, R_6 , otevře se tranzistor T_2 . Tím se otevře tranzistor T_3 a T_2 pak zůstane otevřen až do okamžiku, kdy se napětí na C_0 zmenší pod napětí U_{BE} tranzistoru T_2 , čímž se T_2 začne přivírat. Proud báze T_3 , který se též začne přivírat, se zmenšuje a pochod nabude lavinovitěho charakteru. Výsledkem je, že se oba tranzistory uzavírou a kondenzátor se opět začne nabíjet.

Na jiném principu je založena činnost zapojení na obr. 35. Tam se napětí z C_0 přivádí na emitorový sledovač (T_4 a T_5), jehož výstup je připojen na vstup Schmittova klopného obvodu. Zmenší-li se napětí na

emitoru T_4 pod rozhodovací úroveň, SKO se překlopí a T_6 se otevře. Tím se otevře tranzistor T_2 a vybití se C_0 . V kvalitnějších zapojeních tohoto druhu bývá zařazen ještě monostabilní klopný obvod, který definovaně prodlouží vybíjecí impuls, jehož délka je v tomto zapojení dána pouze zpožděním a hysteresí SKO. Pro spouštěné generátory se navíc zařazuje bistabilní obvod.

Další zapojení generátoru

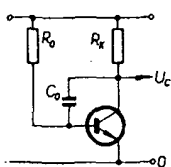
Kromě dříve popsaných metod se používají ještě další metody linearizace napětí pilovitého průběhu. Jednou z metod je tzv. „bootstrap“ metoda, tj. zapojení s kladnou



Obr. 36. Generátor napětí pilovitého průběhu s kladnou zpětnou vazbou

zpětnou vazbou. Napětí, jímž se nabíjí kondenzátor C_0 , se mění působením zpětné vazby. Zapojení takového generátoru je na obr. 36. Transistor T_1 slouží k vybíjení kondenzátoru C_0 . Kondenzátor C_0 se nabíjí přes odpory R_3 a R_6 . Se zvyšujícím se napětím na kondenzátoru C_0 se otevírá tranzistor T_2 a vazbou mezi emitory T_2 a T_3 se přivírá T_3 . Tím se zvětšuje napětí na kolektoru tranzistoru T_3 a nabíjecí proud kondenzátoru C_0 . Potenciometrem P_1 se reguluje velikost kladné zpětné vazby a tím i linearita napětí pilovitého průběhu.

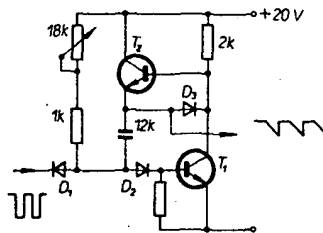
Další velmi často používanou metodou pro linearizaci napětí pilovitého průběhu je metoda s využitím tzv. Millerova efektu. Využívá zvětšení dynamické kapacity použitím aktivního prvku (elektronky nebo tranzistoru). Principiální zapojení je na obr. 37. Připojením tranzistoru se kapacita C_0 zvětší na $C'_0 = C_0(1 + A)$, kde A je zesílení tranzistoru. Připojením aktivního prvku se tedy mnohonásobně zvětší efektivní kapacita kondenzátoru a zmenší se napětí, na které je třeba kondenzátor nabít na daný čas přes odpor R_0 . Je to vlastně využití principu nabíjení kondenzátoru mnohonásobně větším napětím. Další podstatnou výhodou tohoto zapojení je, že automaticky koriguje nelinearitu charakteristiky aktivního prvku. Zmenší-li se např. zesílení tranzistoru, zmenší se i efektivní kapacita, což má za následek rychlejší nabíjení, takže lineární zvětšování zůstane zachováno. Nedostatkem základního zapojení z obr. 37 je to, že kondenzátor C_0



Obr. 37. Základní zapojení Millerova integrátoru

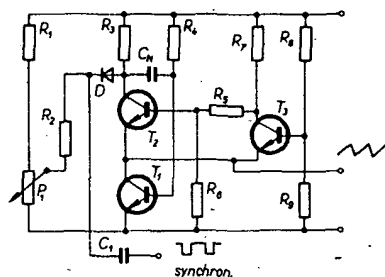
zatěžuje kolektorový obvod stupně a snižuje dosažitelný maximální kmitočet generátoru. Tomu se dá odpomoci zapojením tranzistoru T_2 do kolektorového obvodu T_1 ; tím je kondenzátor C_0 oddělen.

Praktické zapojení generátoru napětí pilovitého průběhu s Millerovým integrátorem je na obr. 38. Diody D_1 a D_2 slouží ke spuštění a k nulování generátoru, dioda D_3 chrání přechod báze-emitor před proražením. S uvedenými součástkami je délka pilovitého impulsu asi 100 μ s a linearita asi 0,5 %. Má-li tento generátor pracovat trvale, musí se doplnit Schmittovým klopným obvodem.



Obr. 38. Praktické zapojení Millerova integrátoru

Dalším zapojením, které využívá Millerova efektu, je fantastron. Toto zapojení bylo původně vyvinuto pro elektronky-pentody a vzniklo ze zapojení zvaného tranzitron využitím Millerova jevu. Využívalo se v něm změnu proudu druhé mřížky při zmenšení anodového napětí pod napětí druhé mřížky. Fantastron je možno osadit i tranzistory, třítranzistorový fantastron je na obr. 39. V klidovém stavu jsou tranzistory T_1 a T_3 ve vodivém stavu, tranzistor T_2 je uzavřen.



Obr. 39. Třítranzistorový fantastron

Diody D vede a na kolektoru tranzistoru T_2 se udržuje napětí, nastavené potenciometrem P_1 . Záporný spouštěcí impuls projde diodou D a kondenzátorem C_N na bázi tranzistoru T_1 , který se tím „přivře“, tím se zvětší napětí na jeho kolektoru a „přivře“ se tranzistor T_3 . Přivřením tranzistoru T_3 se zvětší napětí na jeho kolektoru a tranzistor T_2 se začne otevírat a napětí na jeho kolektoru se zmenší. Tento impuls se přenesení opět na bázi T_1 a pochod bude lavinovitě probíhat až do úplného otevření tranzistoru T_2 . Diody D je pak uzavřena a ovládací obvod oddělen.

Poté začne kondenzátor C_N vybíjet přes tranzistory T_2 a T_1 , odpor R_4 a zdroj podobně jako v Millerově integrátoru, díky čemuž je vybíjení lineární. Během vybíjení se tranzistory T_1 a T_2 otevírají, až se T_1 nasatí a napětí na jeho kolektoru zůstane konstantní. Tím se rychle dokončí otevírání tranzistoru T_1 , čímž se otevře i tranzistor T_3 a uzavře tranzistor T_2 . V tom okamžiku se začne vybíjet C_N přes

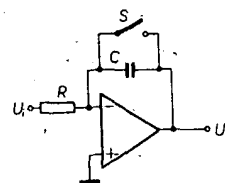
odpor R_3 tak dlouho, dokud napětí na něm nebude větší, než napětí nastavené na P_1 . Pak se otevře dioda D a nabíjení se zastaví. Tím, že se zvětší napětí na kolektoru T_2 , otevře se tranzistor T_1 do saturace, čímž se do saturovaného stavu dostane i T_3 , což byl výchozí stav obvodu.

Toto zapojení může pracovat i ve volné běžícím režimu. V tomto režimu musí být pracovní bod nastaven tak, aby po ukončení nabíjecího cyklu přestal být tranzistor T_1 nasycen a aby se napětí na jeho kolektoru zvětšilo natolik, aby se tranzistor T_3 uzavřel, čímž by se „spustil“ další pracovní cyklus. Toho se dá dosáhnout např. zmenšením odporu R_7 , čímž se zvětší proud tekoucí tranzistorem T_3 a tím i T_1 .

Použití operačních zesilovačů v generátorech napětí pilovitého průběhu

Napětí pilovitého průběhu s téměř dokonalou linearitou lze získat v obvodech s operačními zesilovači. U zesilovačů s teoreticky nekonečným zesílením a zápornou zpětnou vazbou jsou vlastnosti zesilovače dány pouze vlastnostmi zpětné vazby. U zesilovačů s konečným zesílením je chyba, kterou způsobíme tím, že uvažujeme pouze vliv zpětné vazby, přibližně rovna převrácené hodnotě tohoto zesílení. U monolitických operačních zesilovačů je zesílení rovno nejméně 10^4 , tj. chyba je přibližně 0,01 %. Toho se dá využít při konstrukci velmi přesného zdroje proudu, popř. při vhodné zpětné vazbě můžeme získat na výstupu zesilovače přímo napětí pilovitého průběhu. Při navrhování generátoru se zdrojem proudu však zjistíme, že přesnost a stálost proudu je pouze jedním z činitelů, ovlivňujících linearitu napětí pilovitého průběhu – extrémně stabilní zdroj proudu sám o sobě tedy problém nevyřeší. Budeme se tedy snažit využít spíše druhého způsobu.

V tomto případě můžeme zvolit analogový integrátor. Jeho zapojení je na obr. 40.



Obr. 40. Zapojení analogového integrátoru

V tomto zapojení je napětí U_0 v závislosti na U_i dáno vztahem:

$$U_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t U_i(\tau) d\tau + U_0(t_0).$$

Bude-li $U_i(t)$ s časem neměnné a bude-li počáteční napětí nulové, bude mít vztah pro U_0 tvar:

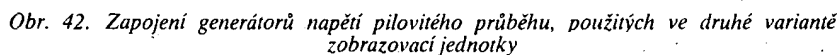
$$U_0(t) = -\frac{U_i}{CR} t;$$

máme tedy k dispozici napětí, které se mění lineárně s časem. Doplníme-li zapojení ještě spínačem S , můžeme splnit i podmínku, požadující, aby bylo počáteční napětí nulové, neboť je dáno v absolutní hodnotě poměrem mezi zpětnovazebním odporem (odpor spínače, který je nulový) a odporem R . Zařídíme-li tedy, aby vstupní napětí U_i bylo konstantní a aby spínač S spínal ve vhodný okamžik, dostaneme na výstupu napětí pilovitého průběhu velmi dobré linearitu. Jako spínač S se používá buď bipolární tranzistor, nebo lépe tranzistor řízený polem. Ten sice nemá nulový odpor v sepnutém stavu, ale jeho odpor je tak malý a dobře definovaný, že jsou výchozí veličiny stabilní.



Zapojení generátorů napětí pilovitého průběhu s operačními zesilovači umožňuje dosáhnout výborné linearity, lepší, než v ostatních zapojeních, ale vzhledem ke kmitočtovým závislostem parametrů operač-

Z uvedeného je vidět, že požadavky na generátor nejsou příliš vysoké, hlavně pokud

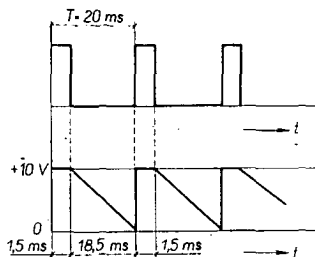


Tranzistor T_1 slouží jako převodník z úrovně TTL na úroveň, vhodnou k ovládní tranzistoru T_2 . Odpor R_1 slouží k dokonalému uzavření tranzistoru T_2 v době, kdy je uzavřen tranzistor T_1 . Dioda D_1 , zapojená v emitoru T_1 , zabráňuje otevření tranzistoru T_1 při úrovni log. 0 na výstupu generátoru synchronizačních impulsů, která je zaručována na výrobkem (menší než 0,8 V). Pokud by toto napětí na výstupu skutečně bylo, byl by již tranzistor T_1 mírně otevřen. Tato úroveň je sice zaručována i při plném zatížení výstupu (při malé zátěži je skutečné napětí mnohem menší), při použití méně kvalitního obvodu by se však mohlo stát, že bez uvedené diody by zapojení nepracovalo spolehlivě (z praxe však mohou potvrdit, že při použití

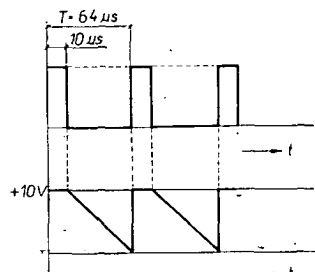
obvodů první jakosti se tento jev ještě nevyskytl).

Na výstupu generátoru je připojen emitorový sledovač v Darlingtonově zapojení, aby bylo zaručeno minimální ovlivňování nabíjecího obvodu zátěží, které by mohlo mít negativní vliv na linearitu napětí.

Tvar výstupního napětí je nakreslen pro kmitočet 50 Hz na obr. 43, pro kmitočet 15 625 Hz na obr. 44. Odpor R_5 nastavuje



Obr. 43. Průběh napětí na výstupu generátoru 50 Hz



Obr. 44. Průběh napětí na výstupu generátoru 15 625 Hz

jeme průběh napětí na výstupu tak, aby při příchodu synchronizačního impulsu bylo napětí přibližně nulové. U generátoru 50 Hz se snažíme obvod nastavit co nejpřesněji, u generátoru signálu řádkového kmitočtu nastavíme obvod tak, aby úroveň napětí byla mírně pod nulovou úrovní. Tuto úroveň můžeme též nastavit v hotové jednotce tak, že bude-li na vstupu jednotky nulové napětí, odporem R_5 nastavíme přesně polohu čáry, která mu odpovídá, na žádané místo obrazovky.

Správnou amplitudu napětí pilovitého průběhu určuje Zenerovo napětí diody ZD_2 , která stabilizuje napětí 10 V, na které je vybíjen kondenzátor C. Napětí Zenerovy diody určuje napětí, které odpovídá poloze bodu na začátku činného běhu paprsku a nemusí být tedy právě 10 V.

Neodpovídá-li průběh napětí na výstupu průběhům na obr. 43 a 44, zkontrolujeme odděleně činnost zdroje proudu, vybíjecího obvodu a emitorového sledovače. Při použití dobrých součástek by však uvedení do chodu nemělo činit potíže.

Použité součástky

Při konstrukci obvodů zobrazovací jednotky byly použity převážně běžně vyráběné a rovněž dostupné součástky. Jedná se o běžné typy odporů a kondenzátorů, dále běžné typy křemíkových tranzistorů (v obvodech generátorů napětí pilovitého průběhu) a hlavně pak číslicové integrované obvody TTL řady MH. Výjimkou je obvod

UCY74121, který je vyráběn v PLR; obvod lze však zakoupit v pardubické prodejně Obchodního podniku TESLA. Připomínáme, že v jedné z dalších částí tohoto čísla AR řady B je uvedeno podrobné pojednání o obvodu UCY74121. Čtenáři zde najdou pokyny pro práci s obvodem, jeho možnosti a řadu aplikačních příkladů zapojení pro nejrůznější účely.

Je možné, že určité potíže by mohly nastat při obstarávání krystalu pro základní generátor. Je evidentní, že lze použít i krystaly s jiným rezonančním kmitočtem, pokud to bude celistvý násobek nejnižšího kmitočtu, který k funkci zobrazovací jednotky potřebujeme, to je 250 kHz. Potom ovšem musíme zapojení doplnit vhodným předřadným děličem, aby kmitočet signálu, přivedeného do soustavy děličů, byl požadovaných 250 kHz. V případě nouze lze použít i běžný typ oscilátoru bez krystalu, protože „záchytný rozsah“ synchronizace televizorů bývá dosti široký. Nedoporučujeme však pro tyto účely používat multivibrátory (které svádějí jednoduchosti), protože jejich stabilita v tomto případě nevyhovuje.

Stavba, oživení a seřízení obvodů zobrazovací jednotky

Všechny obvody zobrazovací jednotky, nakreslené na obr. 22, jsou zapojeny na jedné univerzální desce s plošnými spoji, která je používána pro vývoj zapojení s číslicovými integrovanými obvody. Spojový obrazec desky je uzpůsoben pro obvody v pouzdech dual-in-line, proto také byly jako komparátory použity operační zesilovače MAA503, které jsou zapojeny stejným způsobem, jako číslicové obvody řady MH. Kromě obvodů, nakreslených na obr. 22, jsou na uvedené desce zapojeny i oba generátory napětí pilovitého průběhu, jejichž obvody, složené z tranzistorů a pasivních součástek lze realizovat na univerzální desce rovněž velmi snadno.

Při stavbě si počínáme tak, že postupně zapojujeme jednotlivé funkční celky ve sledu, odpovídajícímu cestě vytvářených signálů. Je velmi výhodné, použijeme-li objímky pro všechny integrované obvody, protože pak můžeme snadno vyměňovat vadné nebo podezřelé obvody. Vyjmutím integrovaných obvodů některé části zapojení můžeme též vyřadit tyto části z činnosti, což podstatně usnadňuje lokalizaci případných chyb.

V první fázi zapojíme krystalem řízený generátor signálu o kmitočtu 1 MHz a celou soustavu děličů a osciloskopem ověříme jejich správnou činnost. V dalším kroku zapojíme všechny čtyři monostabilní klopné obvody a opět zkontrolujeme jejich funkce osciloskopem. Kontrola funkce spočívá v ověření opakovací doby a šířky impulsů v označených bodech, tj. na některých vstupech a výstupech u všech čtyř monostabilních klopných obvodů. Správné průběhy jsou nakresleny na obr. 24. Odchytky 10 % v šířce impulsů nejsou na závalu. Výjimkou je pouze monostabilní klopný obvod MKO₁, zajišťující vytvoření vodorovných čar rastru. Tento obvod je spouštěn vždy jen jednou v době vytvoření kompletního snímku, tedy pouze při vytváření jednoho z obou pulsů snímku. Přitom je zcela náhodné, na který z obou pulsů snímku se monostabilní klopný obvod pro rozsvícení vodorovného rastru zasynchronizuje. V důsledku toho může dojít ke dvěma stavům. V prvním případě je začátek zmíněného rozsvěcovacího impulsu řádku shodný se začátkem řádkového synchronizačního impulsu, což zaručuje, že se příslušný řádek rozsvítí ihned od levého okraje obrazovky. Ve druhém případě se však „nahodí“ monostabilní klopný obvod MKO₁ přesně v okamžiku, ležícím právě uprostřed mezi dvěma řádkovými synchronizačními impulsy (popř.

mezi jeho začátky). To má za následek, že se řádek rozsvítí až u jedné ze svislých čar rastru. Je to čára, jdoucí ze středu poněkud blíže levému okraji obrazovky, protože každý řádek se na obrazovce začíná vytvářet až v okamžiku skončení řádkového synchronizačního impulsu.

Rozsvítí-li se však řádek až někde v části, viditelné na obrazovce, potom bude přesně ve stejném místě řádek také zhasnut jen tehdy, bude-li šířka rozsvěcovacího impulsu přesně stejná, jako je doba mezi dvěma řádkovými synchronizačními impulsy, čili 64 μs. Bude-li šířka rozsvěcovacího impulsu menší, pak bude na obrazovce vidět na každém rozsvíceném řádku (vodorovném rastru) přerušení (čili bude chybět část). Bude-li rozsvěcovací impuls delší, potom bude sice řádek rastru rozsvícen celý, ale naopak jeho část bude prosvětlena, protože určitý čas budou rozsvíceny dva řádky vedle sebe. Chybějící nebo přebývající kus řádku je vždy úměrný tomu, o č je výstupní rozsvěcovací impuls monostabilního klopného obvodu MKO₁ kratší nebo delší než 64 μs. Proto tedy záleží na přesné době trvání impulsu pro rozsvícení vodorovných čar rastru. Je však třeba říci, že přesně dodržet požadovanou dobu impulsu je i při použití kvalitního integrovaného monostabilního klopného obvodu UCY74121 problematické – proto je na místě snažit se například opakovaným zapnutím přístroje dosáhnout takového pracovního režimu, při němž bude začátek rozsvěcovacího impulsu souhlasit s řádkovými synchronizačními impulsy, tj. režimu, při němž bude jíz vodorovných čar rastru naprosto homogenní po celé délce řádku.

Příčina celého problému je v zapojení soustavy děličů. Na jejím schématu (na obr. 23) vidíme, že pro spouštění generátoru MKO₂ řádkových synchronizačních impulsů se využívá signálu s periodou 64 μs, avšak k řízení další soustavy děličů (ze které se po vydělení odebírá signál pro spouštění monostabilního klopného obvodu pro rozsvícení vodorovných čar rastru) se používá signál s periodou 32 μs, tedy s kmitočtem dvakrát vyšším. Nekompromisní řešení by vyžadovalo použití pro řízení monostabilního klopného obvodu zvláštní soustavy děličů řízenou stejným signálem, jakým se řídí činnost generátorů řádkových synchronizačních impulsů.

Jakmile ověříme osciloskopem správnost průběhu impulsů ve vyznačených bodech, můžeme již realizovat první funkční zkoušky celého zapojení. Předpokládáme, že máme již zapojeny také kombinační obvody pro sloučení řádkových a snímkových synchronizačních impulsů a pro sloučení těchto impulsů s obrazovými signály – to znamená vše kromě komparátorů a jim příslušejících derivačních obvodů a generátorů napětí pilovitého průběhu.

Propojíme výstup modulačního signálu z destičky zobrazovací jednotky s příslušným bodem na destičce v generátoru, výstup tohoto generátoru spojíme s anténními zdírkami televizoru. Na desky v generátoru i zobrazovací jednotky přivedeme napájecí napětí 5 V. Proladováním vstupního dílu televizoru se snažíme v oblasti osmého až dvanáctého kanálu zachytit signál, který po správném naladění vytvoří na obrazovce rastr se čtyřmi vodorovnými a jedenácti až dvanácti (záleží na nastavení šířky obrazu daného televizoru) svislými čarami.

V dalším kroku zapojíme na desce zobrazovací jednotky všechny zbývající obvody. Nejdříve zapojíme generátor signálu 15 625 Hz a seřídíme jeho průběh (amplituda výstupního napětí) podle obr. 44. Potom zapojíme generátor signálu 50 Hz a nastavíme výstupní napětí tak, aby průběhem odpovídalo obr. 43. Stavbu zobrazovací jednotky potom zakončíme zapojením komparátorů a příslušných derivačních obvodů.

Po skončení stavby propojíme opět všechny obvody tak, jak tomu bylo při první provozní zkoušce, navíc však ještě připojíme napájecí napětí ± 15 V, nutné k zajištění provozu generátorů napětí pilotitého průběhu a komparátorů. Signálové vstupy komparátorů připojíme na běžce pomocných potenciometrů (1 až 10 k Ω), které zapojíme krajními vývody mezi svorku napájecího napětí +5 V a zem. Nyní bychom měli mít na obrazovce televizoru kromě již zmíněného rastru tři svislé čáry, jimiž lze pohybovat (příslušnými potenciometry) v pravé části obrazovky (přibližně přes dvě třetiny její celkové šířky).

Touto zkouškou jsme vlastně překontrolovali všechny funkce zobrazovací jednotky a v případě úspěchu můžeme považovat práce na této části zařízení za skončené.

Doplňková zařízení – snímače charakteristik

Úvod

V úvodu tohoto čísla AR řady B bylo řečeno, že velmi vhodnou aplikací popisovaných zobrazovacích jednotek je snímání charakteristik, neboli vzájemných závislostí některých veličin, charakterizujících danou součástku, prvek, či celý obvod. Patří mezi ně např. voltampérové a přenosové charakteristiky nelineárních prvků, závislost kapacity na napětí u varikapů, kmitočtové charakteristiky zesilovačů atd. Chceme-li měřit nějakou charakteristiku, měníme jednu z veličin, měříme druhou a jejich vzájemnou závislost vynášíme do grafu. Chceme-li tedy zobrazovat obecně nějakou charakteristiku na osciloskopu, měníme periodicky jednu veličinu a pak obě veličiny, měněnou i měřenou, převedeme na napětí a takto získané napětí přivádíme na horizontální a vertikální zesilovač osciloskopu. Toto je nejobecnější metoda měření jakékoli charakteristiky.

V praxi se obvykle používá pro nezávislou proměnnou veličinu opačný převod, tj. z napětí na žádanou veličinu. Tím můžeme průběh napětí, odpovídající nezávislé proměnné veličině, lépe ovlivňovat. Závisle proměnnou veličinu pak převedeme na napětí a zobrazujeme druhým (obvykle vertikálním) zesilovačem. Jak vyplývá z úvodu státi o zobrazovacích jednotkách, je tento postup v našem případě nevyhnutelný, neboť nemůžeme ovlivnit průběh napětí na vychylovacích cívkách televizoru, který je pilotový. Musíme tedy v každém případě použít jako periodické napětí, které přivádíme na žádanou veličinu, napětí pilotitého průběhu. Pak obdržíme charakteristiku, která je pro veličinu lineární, pokud je převod napětí na tuto veličinu lineární. Linearita měřítka druhé veličiny je daná převodem této veličiny na napětí. Jednoduchá je situace u voltampérových a převodních charakteristik, neboť jako proměnné slouží buď přímo napětí, nebo proud, který na napětí převedeme velmi snadno. Při měření některých součástek se může stát, že charakteristika závisí ještě na

jiných veličinách. Pak se obvykle další veličina volí jako parametr a místo jedné charakteristiky se zobrazuje celá síť, v níž každá charakteristika odpovídá jedné velikosti parametru. Velikost parametru se v takových měřících obvodech mění stupňovitě po každém „projetí“ jedné charakteristiky. Při dostatečně vysokém kmitočtu periodického napětí pak vidíme všechny charakteristiky najednou.

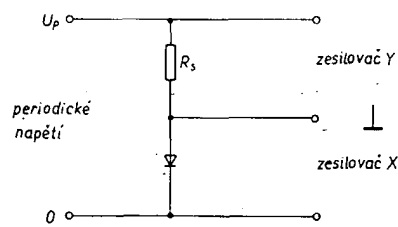
Význam snímání charakteristik

Zobrazování charakteristik na osciloskopu, popř. na televizní obrazovce má význam především v demonstrační a výukové oblasti, kdy se dají charakteristiky různých součástek zobrazit velmi rychle a bez dlouhého proměňování bod po bodu. Navíc se dá velmi rychle a operativně ukázat, jaký je vliv některých případných dalších parametrů. Snímač charakteristik se též využívá ke snazšímu a dokonalšímu párování součástek. Párujeme-li součástky nějakým měřícím přístrojem, máme k dispozici hodnoty měřených veličin pouze v několika bodech. Při měření snímačem charakteristik máme k dispozici celou charakteristiku a součástí lze proto párovat mnohem přesněji, než při měření v několika bodech. Navíc má popisovaná zobrazovací jednotka dva vstupy, což umožňuje zobrazit dvě charakteristiky najednou a tedy přímo je srovnávat. Navíc tato metoda párování velmi urychluje.

Snímání voltampérových charakteristik

Při snímání voltampérových charakteristik přivádíme na měřenou součástku napětí, které měříme voltmetrem a současně měříme proud procházející součástkou. Na základě předešlých odstavců vidíme, že v našem případě můžeme měření napětí vypustit, neboť jeho průběh je jednoznačně určen a tudíž známý. Mění se pouze jeho amplituda, kterou musíme okaliбrovat. Zbývá tedy měření proudu převést na měření napětí. Toho snadno dosáhneme tím, že nebudeme měřit proud, ale spád napětí na nějakém odporu. Zbývá už pouze zvolit takový odpor, aby spád napětí byl mnohem menší, než napětí přiváděné na měřenou součástku.

Jako příklad měření voltampérových charakteristik uvedeme měření charakteristik diod. Principiální zapojení pro snímání charakteristik diody je na obr. 45. Na diodu, k níž je zapojen do série odpor R_s , přivádíme periodicky proměnné napětí. Podle toho, jde-li o tepavé či střídavé napětí, měříme charakteristiku buď pouze v jednom, nebo v obou směrech. Toto zapojení má výhodu v tom, že odpor R_s neovlivňuje přesnost měření, neboť napětí snímáme přímo z diody. Zapojení by ovšem nešlo použít ve spojení s popsávanými zobrazovacími jednotkami, neboť tam nemůžeme ovlivnit časový průběh na ose x a tedy napětí na diodě musí mít pilotový průběh. Proto ve spojení s popsanou zobrazovací jednotkou bychom museli použít obecné zapojení a napětí pilotitého průběhu. Odpor R_s by ovšem v tomto případě musel být volen velmi malý, aby nezměňoval přesnost měření. Dále by bylo třeba ve snímači zajistit, aby se napětí na diodě nemohlo zvětšit natolik, aby proud v propustném směru přesáhl maximální povolenou velikost. Přitom je třeba mít na paměti, že zvláště u křemíkových diod je průběh závislosti proudu na napětí velmi strmý a od napětí přibližně 0,6 V se proud zvětšuje velmi prudce. Naopak při napětí menším než 0,6 V a v závěrném směru je proud velmi malý, je řádu jednotek až desítek nA. Z toho vyplývá, že bez použití velmi citlivých měřicích proudu je pro křemíkové diody zajímavá pouze oblast napětí přibližně v rozmezí 0,5 až



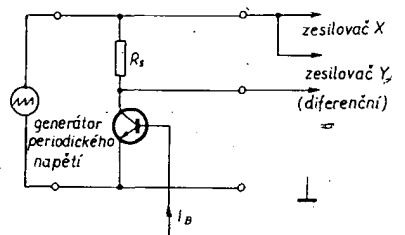
Obr. 45. Zapojení k měření charakteristik diody na osciloskopu

1 V. Při napětí do 0,5 V je proud jednoduchými prostředky neměřitelný, při napětích nad 1 V přesahuje obvykle maximální povolenou velikost.

Charakteristiky tranzistorů

U tranzistorů se nejčastěji udávají a měří kolektorové charakteristiky, tj. závislost kolektorového proudu na kolektorovém napětí při konstantním proudu báze. Měřit tyto charakteristiky je relativně jednoduché a navíc charakteristiky umožňují dobrou orientaci ve vlastnostech tranzistoru.

Principiální zapojení pro toto měření je na obr. 46. Na kolektor tranzistoru přivádíme

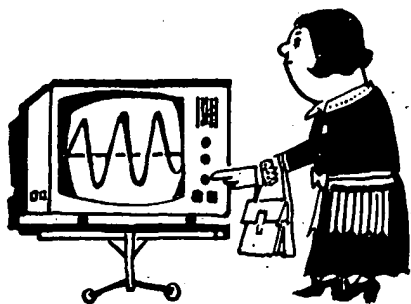


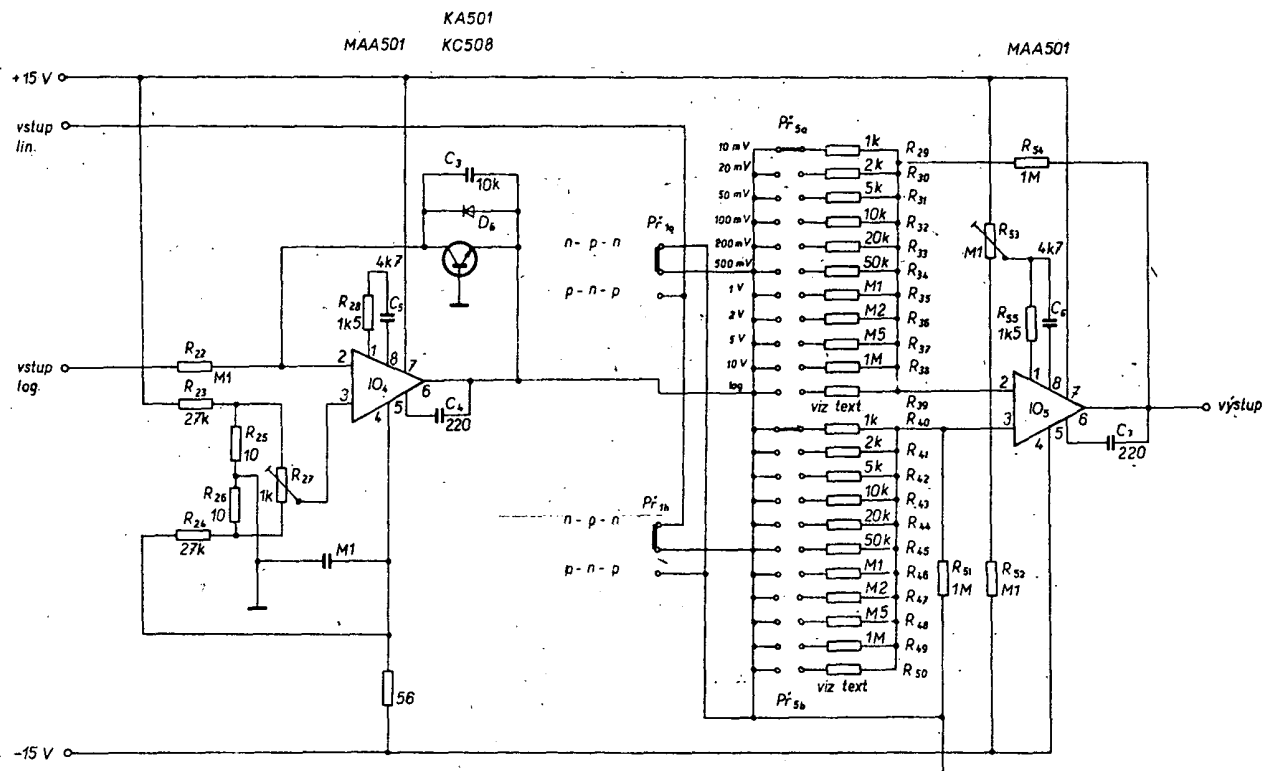
Obr. 46. Zapojení k měření kolektorové charakteristiky tranzistoru na osciloskopu

napětí pilotitého průběhu (při použití osciloskopu může být průběh napětí, přiváděného na kolektor, libovolný a přivádíme ho potom na horizontální vstup osciloskopu) a na kolektorovém odporu R_s snímáme proud tekoucí tranzistorem. O odporu R_s platí, co již bylo řečeno dříve. Toto zapojení má nevýhodu v tom, že pro vstup zobrazovacího zařízení je nutno použít diferenciální zesilovač. Této komplikaci je možno se vyhnout tím, že se odpor R_s připojí mezi emitor tranzistoru a zem. Napětí pak snímáme proti zemi, zavádíme tím však do měření další chybu, která vyplývá z toho, že emitorem protéká kromě kolektorového proudu též proud báze, napěťový spád na R_s je dán součtem obou proudů. Z tohoto faktu můžeme též odhadnout chybu. Platí totiž:

$$I_E = I_B + I_C \approx I_C + \frac{I_C}{h_{21E}} = I_C \left(1 + \frac{1}{h_{21E}} \right)$$

Chyba, kterou tím do měření zavádíme, je tedy přibližně rovna převrácené hodnotě proudového zesilovacího činitele tranzistoru v zapojení se společným emitorem. Tento činitel je však u většiny moderních tranzistorů větší než 50, což odpovídá chybě 2 %. Navíc proud báze jako parametr je konstantní, takže se chyba projeví jako malý konstantní posuv křivky (posuv odpovídá proudu báze) a tvar křivky tím vůbec nenaruší.





Obr. 49. Detailní zapojení vstupních děličů

napětí báze se mění se změnou ostatních pracovních podmínek tranzistoru jen nepatrně, můžeme proud považovat za konstantní. Vzhledem k úbytku napětí mezi bází a emitorem nebude však proud báze přímo úměrný napětí, bude tedy nutno nastavit toto napětí přímo pro daný proud.

Abychom mohli sledovat dvě charakteristiky současně, musíme měnit proud báze ve dvou velikostech, tj. střídát dvě různá napětí na výstupu operačního zesilovače. Toho se v uvedeném zapojení dosahuje tím, že se na příslušném vstupu (invertujícím nebo neinvertujícím) sčítají dvě napětí, jedno konstantní +5 V a druhé z výstupu klopného obvodu. Zesilovač se tedy v době, kdy je na výstupu úroveň log. 0, chová přibližně tak, jako by na jeho vstupu bylo napětí $5 + 0$ V; je-li na výstupu klopného obvodu úroveň log. 1, chová se zesilovač tak, jako by na jeho vstupu bylo napětí $5 + 5$ V. Odpor R_{10} a R_{11} , popř. R_{12} a R_{13} se nastavuje zesílení pro jednotlivé vstupy, tj. pro obě napěťové úrovně. Odpor R_{10} a R_{12} se nastavuje menší napětí, odpory R_{11} a R_{13} větší napětí. Vzhledem k tomu, že na výstupech nejsou přesné napětí 0 a 5 V, budou se při nastavování tyto prvky vzájemně ovlivňovat a nastavení se musí provést několikrát. Ve vzorku byly zvoleny dva proudy báze v poměru 1:2. Proud báze se přepíná v poměru 1:10 odpory R_{15} až R_{18} , proudy jsou 10 μ A až 1 mA.

Polarita napětí na vývodech tranzistoru se přepíná naprosto stejným způsobem jako u zesilovače napětí pilovitého průběhu, tj. pro měření tranzistorů n-p-n jsou uzemněny odpory R_{10} a R_{11} , a ovládací napětí se přivádí na R_{12} a R_{13} nebo naopak. Symetrie obou proudů báze opět závisí na přesnosti nastavení odporů.

Klopný obvod IO₃ je ovládnán snímkovými impulsy o kmitočtu 50 Hz, aby při každém pulsníku byla nakreslena jedna charakteristika. Je použit integrovaný obvod MH7472 v běžném zapojení (dělička dvěma).

Napětí se snímá na odporu zapojeném v emitoru tranzistoru. Odpor je přepínán pro různé kolektorové proudy (odpory R_{19} až

R_{21}). Odpor v emitoru je volen tak, aby napětí na něm nepřesáhlo 0,1 V, což je zanedbatelná velikost proti kolektorovému napětí. Rozsahy měření jsou v poměru 1:10 od 1 mA do 100 mA.

Vstupní zesilovač pro zobrazovací jednotku

Popsaná zobrazovací jednotka (druhá varianta) má základní citlivost 10 V pro výchylku přes celé stínítko obrazovky. Tato citlivost pochopitelně nevyhovuje pro všechny aplikace (viz např. měřicí charakteristik) a je vhodné mít možnost ji definovaně zvětšit. Navíc je rozsah vstupních napětí pouze v rozmezí 0 až +10 V, tzn. že záporná vstupní napětí je třeba převést na kladná v rozmezí 0 až +10 V. Potřebujeme tedy zesilovač s proměnným ziskem, a to jak s kladným, tak záporným. V osciloskopech se tato problematika řeší obvykle tím, že se navrhne zesilovač, jehož základní citlivost je rovna největší potřebné citlivosti a menší citlivosti se dosahuje napětovým děličem. Tato metoda má výhodu v tom, že vstupní a přenosová charakteristika se příliš nemění s přepínáním citlivosti. Nevýhodou je naopak, že všechny nestability se projeví naprosto stejnou měrou i na rozsazích s menší citlivostí.

U uvedeného zobrazovací jednotky jsou na kmitočtovou charakteristiku zesilovače kladeny velmi malé nároky vzhledem k tomu, že při konstantní časové základně 50 Hz je silně omezen šora maximální zobrazitelný kmitočet. Není tedy nutné, aby vstupní zesilovač byl schopen přenášet rychlejší děje. Vystačíme proto se zesilovačem, v němž bude použit operační zesilovač, neboť jeho dynamický rozsah se kryje se vstupním rozsahem jednotky, a kromě toho u něho lze snadno (přepínáním na odporu) měnit zesílení a ovládat polaritu výstupního signálu. K těmto účelům použijeme opět zesilovač v zapojení, popsaném v předšlém odstavci. Nevýhodou tohoto zapojení bude proměnný vstupní odpor podle použitého rozsahu, ale vzhledem k možným aplikacím tohoto zařízení není

tento fakt na závadu. Výhodou naopak bude, že se u zesilovače s přepínáním zesílením se zmenšujícím se zesílením zlepšuje jeho stabilita.

Zapojení takového zesilovače je na obr. 49. Vstupní zesilovač je osazen operačním zesilovačem typu MAA501 (IO₃). K' volbě zesílení slouží odpory R_{29} až R_{39} a R_{40} až R_{50} . Přepínáním těchto odporů se mění zesílení stupně od 1 do 1000 (10 mV až 10 V pro obraz na celém stínítku). Napětí budeme invertovat opět jednoduše tak, že jeden vstup uzemníme a na druhý přivedeme vstupní signál; pro opačné zesílení vstupy prohodíme. Symetrie zesílení bude opět dána mírou shodnosti odporů pro odpovídající zesílení ($R_{29} = R_{40}$, $R_{30} = R_{41}$... a $R_{54} = R_{51}$). Vzhledem k velkému zesílení v některých polohách přepínače byla kompenzována vstupní napěťová nesymetrie zavedením opravného napětí do vstupu 1 IO₃ (z odporů R_{52} a R_{53}).

Pro větší univerzálnost byl k tomuto zesilovači navržen též logaritmický zesilovač. V některých aplikacích (při měření s rozmítacím apod.) je jeho použití velmi výhodné. Je použito základní zapojení, které sice nevyniká velkou stabilitou (zvláště teplotní), ale pro použití k indikačním účelům a ke kvalitativnímu zkoumání postačí. Využívá se v něm exponenciální závislosti proudu na napětí přes přechod báze-emitor tranzistoru T₃. Naproti tomu kolektorový proud závisí prakticky lineárně na proudu I_B . Máme tedy k dispozici prvek s exponenciální závislostí proudu na napětí (závislost kolektorového proudu na napětí báze) – dáme-li ho do zpětné vazby operačního zesilovače, dostaneme logaritmickou převodní charakteristiku. Na obr. 49 je to zesilovač IO₄.

Odpor R_{27} slouží k nastavení nuly celého zesilovače. Výstupní signál tohoto zesilovače je přiveden na vstup IO₃, kde je zesilován na úroveň 10 V.

Provedení a oživení zesilovačů a snímače charakteristik

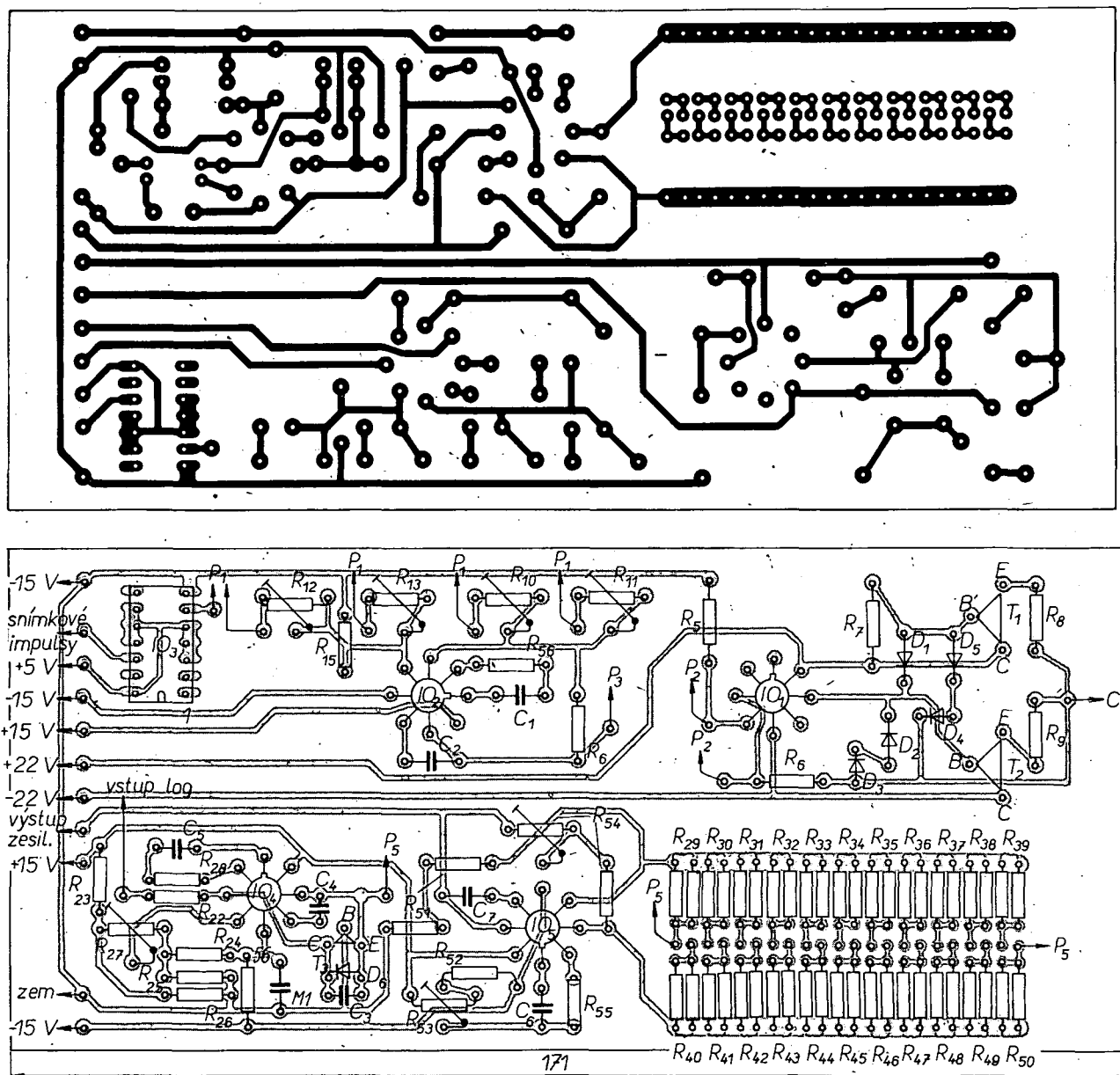
Popsaný snímač charakteristik a zesilovače byly realizovány na jedné desce s plošnými spoji, kde jsou však obě části zcela odděleny, takže je možno desku rozříznout na půl a každou její polovinu, tj. snímač charakteristik i zesilovač používat odděleně. Na desce jsou umístěny všechny součástky kromě přepínačů, odporů R_1 až R_4 , R_{15} až R_{17} a R_{19} až R_{21} , které jsou připájeny na vývodech přepínačů. Obrázec plošných spojů je na obr. 50.

Celé zařízení oživíme po částech. Nejprve oživíme vstupní zesilovače, IO_4 a IO_5 . Začneme zesilovačem IO_5 . Odporů R_{29} až R_{38} a R_{40} až R_{49} skombinujeme tak, aby jejich hodnoty odpovídaly odporům v schématu. Přesností jejich nastavení je dána přesnost zesílení celého zesilovače, hlavní je však dodržet shodnost odporů R_{29} a R_{40} , R_{30} a R_{41} atd. – na tom totiž závisí symetrie zesílení při přepínání přepínače P_1 . Na desce s plošnými spoji je dostatek místa k tomu, aby bylo možno složit každý z těchto odporů ze dvou paralelních odporů. Odporů R_{51} a R_{54} jsou ve schématu označeny jako 1 M Ω , tento údaj platí však

pouze pro ten případ, je-li vstupní citlivost jednotky přesně 10 V pro plnou výchylku. Při jiné vstupní citlivosti jednotky je třeba tyto odpory změnit. Oba odpory jsou složeny ze sériové kombinace dvou odporů, při jejich nastavení dbáme na to, aby se jejich hodnoty rovnaly. Odporů nastavíme nejnásledně tak, že přepneme přepínač P_1 do polohy p-n-p a přepínač citlivosti na 10 V. Odpor R_{54} nahradíme trimrem, na vstup přivedeme napětí -10 V a na stínítku televizoru nastavíme výchylku paprsku přesně na okraj stínítka. Pak zapojíme trimr místo R_{51} a celý postup zopakujeme při napětí +10 V a při přepínání P_1 v poloze n-p-n. Tento postup zachováváme při nastavování všech zesilovačů v tomto zařízení, neboť v invertujícím zapojení je vliv odporu mezi neinvertujícím vstupem a zemí na celkové zesílení malý a obě nastavení se tedy vzájemně ovlivňují pouze minimálně. Přesto je dobré se o tom přesvědčit a nastavení popř. několikrát opakovat. Po prvním nastavení odporů R_{54} a R_{51} ještě nastavíme nulu zesilovače. Přepneme přepínač P_5 do polohy 10 mV, uzemníme oba vstupy a trimrem R_{53} nastavíme na výstupu zesilovače nulové napětí.

Logaritmický zesilovač nastavíme tak, že nejprve uzemníme vstup a trimrem R_{27} nastavíme na výstupu nulové napětí. Pak přepneme P_5 do polohy „log“, odpor R_{39} nahradíme trimrem a na vstup logaritmického zesilovače přivedeme napětí +10 V. Odpor R_{39} nastavíme na výstupu zesilovače +10 V. Pak R_{39} nahradíme pevným odporem a stejný odpor dáme i na pozici R_{50} . Překontrolujeme nastavení; pokud souhlasí, je zesilovač oživen.

Dále oživíme snímač charakteristik. Začneme zesilovačem napětí pilovitého průběhu. Na svorky pro napájecí napětí přivedeme příslušné napětí a zkontrolujeme odběr proudu, který by bez zátěže neměl přesáhnout 20 mA. Pak přivedeme na vstup pro napětí pilovitého průběhu napětí ze Zenerovy diody ZD_2 , obr. 42, (určuje amplitudu „pily“), přepínač polarity přepneme do polohy p-n-p, místo odporu R_1 dáme trimr a nastavíme jím napětí, které chceme mít na výstupu při příslušné poloze přepínače P_2 (tedy např. -6 V). Pak přepneme přepínač do polohy n-p-n a uděláme totéž s odporem R_3 , s tou výjimkou, že napětí bude tentokrát kladné. Pak překontrolujeme, zda se výstup-



ni napětí nezměnilo v poloze přepínače pro měření tranzistorů p-n-p a nastavení trimrů případně mírně opravíme. Totéž uděláme pro druhou polohu přepínače Pf_2 a odpory R_2 a R_3 . Maximální napětí, které můžeme použít, je dáno maximálním rozkmitem výstupního napětí operačního zesilovače při daném napájecím napětí. Poté přivedeme na vstup napětí pilovitého průběhu a na osciloskopu zkontrolujeme, pracuje-li správně zesilovač a má-li výstupní napětí ty parametry, které jsme stanovili a nastavili. Je-li tomu tak, nahradíme trimry na místech R_1 až R_4 pevnými odpory. Činnost můžeme zkontrolovat i přímo na zobrazovací jednotce, přivedeme-li výstupní signál zesilovače na vstup jednotky. Na stínítku televizoru by se měla objevit přímka, jdoucí z pravého dolního rohu obrazovky šikmo přes obrazovku a protínající její horní okraj v bodě, odpovídajícím maximálnímu nastavenému napětí. Tím je oživen zesilovač „pily“, v něhož napájíme kolektor měřeného tranzistoru.

Zbývá nám tedy již pouze oživit zdroj parametrického napětí do báze. K tomu účelu přepneme přepínač Pf_1 do polohy p-n-p, přepínač Pf_3 do polohy 1 mA a přepínač Pf_4 též do polohy 1 mA. Na svorky B a E připojíme bázi a emitor nějakého křemíkového tranzistoru p-n-p (nebo křemíkovou diodu katodou ke svorce B). Pak uzemníme nulovací vstup křemíkového obvodu IO_3 (vývod 2IO) a trimrem R_{10} nastavíme na odporu R_{10} napětí 50 mV. Pozor však na vnitřní odpor měřidla – je třeba, aby byl mnohonásobně větší než odpor 100 Ω , z něhož napětí snímáme. Např. při použití voltmetru o vnitřním odporu 20 k Ω /V použijeme rozsah nejméně 0,3 V, při němž je vnitřní odpor přístroje zhruba 6 k Ω a chyba měření asi 3 %. Pak odpojíme nulovací vstup (vývod 13 IO) a trimrem R_{11} nastavíme úroveň výstupního napětí na 100 mV. Uvedený postup několikrát zopakujeme, neboť výstupní napětí klopného obvodu při log. 0 není přesně nulové a nastavení odporů bude ovlivňovat obě polohy. Pak přepneme Pf_1 do polohy n-p-n a celé nastavení opakujeme s připojeným tranzistorem n-p-n (nebo s obraceňecem pólovanou diodou).

Zdroj parametrického napětí bychom mohli nastavovat též pomocí zobrazovací jednotky. V tom případě výstup E připojíme na vstup zesilovače, přepnutého na rozsah 100 mV. Jsou-li na vstupu IO_3 synchronizační impulsy, měly by se na obrazovce objevit dvě křivky, jedna odpovídající úrovni 5 V, druhá úroveň 10 V (tj. 50 a 100 mV). Trimry R_{10} a R_{11} (popř. R_{12} a R_{13} pro polohu n-p-n) nastavíme polohy obou křivek tak, aby přesně odpovídaly příslušným úrovním. Trimry R_{10} a R_{12} nastavujeme 5 V, trimry R_{11} a R_{13} 10 V. Tím je oživen celý charakterograf.

Použití snímače charakteristik

Charakteristiky snímáme tak, že do svorek CBE připojíme měřený tranzistor. Přepínač Pf_1 nastavíme do příslušné polohy (n-p-n nebo p-n-p), Pf_3 nastavíme do polohy 100 mV, Pf_2 a Pf_3 do polohy, určené pracovním bodem, v němž chceme tranzistor měřit. Na obrazovce by se po zapnutí měly objevit dvě charakteristiky, jejichž velikost se dá měnit přepínačem Pf_1 v poměru 1 : 10. Přepínač Pf_4 přepneme do takové polohy, aby obě charakteristiky byly na stínítku obrazovky celé. Charakteristiky lze zvětšit v poměru 1 : 2 nebo 1 : 5 přepnutím přepínače Pf_5 do polohy 50 nebo 20 mV.

Tento přípravek byl konstruován především pro snadné párování tranzistorů. Chceme-li párovat tranzistory stejné polarity, vystačíme s jedním přípravkem podle obr. 47, pouze zdvojíme odpory R_{15} až R_{17} a R_{19} až R_{21} , které připojíme odpovídajícím způsobem

na báze a emitory obou tranzistorů. Kolektory obou tranzistorů pak napájíme ze stejného bodu. Druhá varianta zobrazovací jednotky má dva nezávislé vstupy, takže můžeme napětí snímané z obou tranzistorů zobrazovat současně. Potřebujeme k tomu však dva vstupní zesilovače. Na stínítku televizní obrazovky pak můžeme sledovat obě křivky současně a můžeme tedy dokonale párovat tranzistory podle celé charakteristiky.

Pokud bychom chtěli párovat komplementární tranzistory, s jedním přípravkem podle obr. 47 již nevystačíme, neboť pro snímání napětí i pro parametrický proud báze potřebujeme současně napětí obou polarit, jak kladné, tak záporné. Přípravek podle obr. 47 je však navrhován přísně symetricky pro obě polarity napětí, takže použitím dvou naprosto stejných přípravků můžeme párovat i komplementární tranzistory tak, že překrýváme jejich charakteristiky. Přesnost tohoto párování je daná pouze symetrií a shodností obou přípravků, které závisí na nastavení odporů. Proto byl v předchozích odstavcích kladen takový důraz na shodnost příslušných dvojic odporů, neboť vzhledem k účelům, k nimž je přípravek navrhován, nevadí určitá nepřesnost v absolutní hodnotě zesílení – důležitá je však symetrie zapojení. Dodržet shodnost označených dvojic odporů je tedy důležitější, než dodržet jejich přesné velikosti.

Rozmítané generátory

V předešlé kapitole jsme se zabývali snímáním především voltampérových charakteristik. Řekli jsme si však, že obecně lze osciloskopem snímat i jiné druhy charakteristik, např. charakteristiky kmitočtové. K tomu, abychom mohli osciloskopem snímat kmitočtové charakteristiky, musíme, jak jsme si řekli v úvodu k této kapitole, převést napětí na žádanou veličinu, v tomto případě kmitočet. Zařízení určené k tomuto převodu nazýváme rozmítaný generátor (rozmitač). Je-li tedy realizován převod napětí na kmitočet, musíme převést na napětí i informaci o přenosu obvodu. Jako přenos obvodu se dá dobře použít přenos napětí, nebo také napětové zesílení. Je-li na vstupu měřeného obvodu konstantní napětí, stačí sledovat průběh vstupního napětí v závislosti na kmitočtu vstupního napětí. Vidíme tedy, že pro druhou veličinu již žádný převod nepotřebujeme; pouze tehdy, má-li zobrazovací zařízení nízký mezní kmitočet, výstupní signál obvykle usměrňujeme, čímž získáme snadno zobrazitelnou informaci o amplitudě výstupního signálu.

U převodu napětí na kmitočet nás bude tedy zajímat linearita převodu a případně velikost změny kmitočtu při změně řídicího napětí.

Použití snímače kmitočtových charakteristik (ve spojení s osciloskopem) má oproti proměřování kmitočtové charakteristiky bod po bodu hlavní výhodu v tom, že na obrazovce jsou okamžitě vidět výsledky všech zásahů, které na zařízení děláme. Hodí se tedy velmi dobře ke sledování vícestupňových zesilovačů s pásmovými propustmi a filtry, v nichž by proměřování bod po bodu (kmitočet po kmitočtu) dobu nastavování neuměrně prodloužilo.

Jedinou zásadní nevýhodou této metody je, že křivka naměřená rozmítacem, je oproti křivce změřené bod po bodu poněkud zkreslena. Toto zkreslení závisí na rychlosti rozmítání kmitočtu a na časové konstantě měřeného obvodu. Zkreslení se zmenšuje se zmenšující se rychlostí rozmítání, je teoreticky nulové při nekonečně pomalém rozmítání, kterému se blížíme při měření bod po bodu – přenos je měřen v ustáleném stavu.

Podívejme se, za jakých podmínek je toto zkreslení zanedbatelné. Dojde k tomu v tom případě, kdy doba, po níž kmitočet „prodlévá“ v propustné části kmitočtového spektra, je dostatečně delší než časová konstanta obvodu (tj. alespoň desetkrát až padesátkrát). Z těchto podmínek vyplývá vztah mezi dobou prodlévání t_p , šířkou pásma B a rychlostí v_t , jakou se kmitočet mění. Kmitočet, který se mění rovnoměrně s časem, má rychlost změny:

$$v_t = \frac{df}{dt}$$

Doba potřebná k proběhnutí šířky pásma B obvodu, na který je přiveden signál s měnícím se kmitočtem, je:

$$t_p = \frac{B}{v_t} \quad (3)$$

Přesný výpočet nakmitávání laděného obvodu při jeho vybuzení signálem s měnícím se kmitočtem je složitý a pro potřeby návrhu rozmítače se obchází – předpokládá se pouze, že za dobu t_p mnohem delší než τ (je časová konstanta laděného obvodu) dochází k úplnému „nakmitání“ obvodu, jinými slovy křivka naměřená tímto postupem nebude prakticky odlišná od křivky snímané bod po bodu. Při zvětšování rychlosti změn kmitočtu se zobrazovaný průběh mění takto:

- a) maximální amplituda křivky se přesouvá ve směru změny kmitočtu,
 - b) další zvětšení rychlosti změn kmitočtu má za následek zplnění náběhové a zvětšení strmosti doběhové hrany průběhu,
 - c) maximální amplituda křivky se zmenšuje,
 - d) zobrazovaná šířka pásma se zvětšuje,
 - e) bude-li t_p menší než τ , zakřivená laděný obvod na vlastním kmitočtu. Přitom signál vlastního kmitočtu obvodu a signál s měnícím se kmitočtem vzájemně interferují (průběh, jehož maxima doznívají s časovou konstantou τ),
 - f) zkrátí-li se doba prodlévání tak, že $t_p < \tau$, obvod vůbec „nenakmitne“ a rezonanční křivka se nanejdříve jen naznačí.
- Vypočteme-li nyní časovou konstantu u jednoduchého rezonančního obvodu a vyjádříme-li ji šířkou pásma B , dostaneme závislost τ na B :

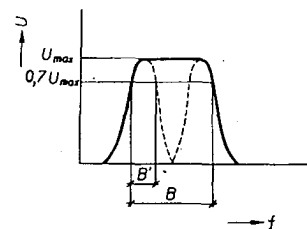
$$\tau = \frac{1}{\Delta\omega} = \frac{1}{2\Delta f\pi} = \frac{1}{\pi B} \approx 0,32 \frac{1}{B} \quad (4)$$

Můžeme tedy vyjádřit přibližně požadavek na dobu prodlévání:

$$t_p \gg \tau = \frac{1}{B} \quad \text{nebo}$$

$$t_p = n\tau = \frac{n}{\pi B}$$

Při měření kmitočtových charakteristik obvykle neměříme jednoduché obvody, ale obvody, jejichž křivka selektivity neodpovídá jednoduchému laděnému obvodu – její boky jsou strmější a jejich strmost odpovídá obvodu s mnohem menší šířkou pásma (viz. obr. 51). Pro správné zobrazení křivky, která



Obr. 51. Rezonanční křivka pásmové propusti se strmými boky. Čárkovaně jsou naznačeny křivky jednoduchých obvodů, které mají stejné strmé boky

má strmost boků stejnou jako uvedená pás-
mová propust, musíme brát v úvahu dobu τ ,
pro kterou obvod „nakmitává“.

Budeme-li nyní předpokládat, že změna
kmitočtu (charakterizovaná rychlostí změny
 $\dot{\omega}$) bude konstantní s časem, můžeme pro
celkový zdvih psát vztah obdobný vztahu (3):

$$t = \frac{f}{\dot{\omega}}$$

kde t je doba jednoho zdvihu a f je celkový
kmitočtový zdvih, tj. rozdíl mezi minimálním
a maximálním kmitočtem. Vyloučíme-li ze
vztahu (3) a (5) rychlost změny $\dot{\omega}$, obdržíme
vztah:

$$\frac{B}{f} = \frac{f}{t} \quad (6)$$

Nahradíme-li nyní v tomto vztahu t_p přísluš-
ným násobkem τ (n) a dosadíme za τ ze
vztahu (4), dostaneme:

$$\frac{B^2 \pi}{n} = \frac{f}{t}$$

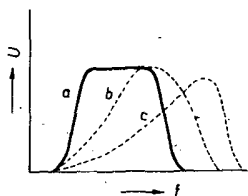
Z tohoto vztahu je vidět, že má-li se
zobrazovat průběh křivky obvodu se šířkou
pásma B rozmitače, musí být kmitočtový
zdvih a doba průběhu v určitém poměru, aby
nebyla zobrazená křivka zkreslená. Rychlost
průběhu tedy závisí na druhé mocnině šířky
pásma a na přesnosti, s jakou chceme mít
křivku zobrazenou. V našem případě je doba
průběhu t daná jednoznačně periodou časové
základny a je rovna 20 ms. Ze vztahu (6) pro
nás tedy vyplývá, že pro danou přesnost bude
maximální možný kmitočtový zdvih určen
zobrazovanou šířkou pásma. Vyjádříme-li si
tuto závislost kvantitativně, dostaneme pro
různá n tyto vztahy:

$$\text{pro } n = 10 \text{ je } f_{\max} = 6,28 \times 10^{-3} B^2 \quad (7)$$

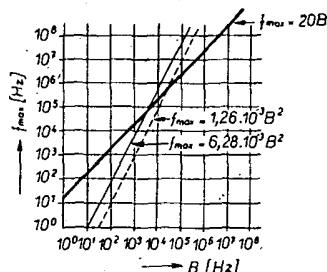
$$\text{pro } n = 50 \text{ je } f_{\max} = 1,26 \times 10^{-3} B^2 \quad (8)$$

kde f i B jsou v Hz.

Dalším kritériem pro minimální zobrazo-
vanou šířku pásma je velikost zdvihu, který



Obr. 52. Zobrazení rezonanční křivky při
různém rychlém rozmitání; a) křivka nezkras-
lená, b) křivka při době setrvání, vhodná
k měření jednoduchého obvodu stejné šířky
pásma, c) obvod již nestačí „nakmitat“



Obr. 53. Graf závislosti maximálního povoleného
zdvihu na šířce pásma ověřovaného
obvodu. Tučná čára – podmínka 8), plná čára
– podmínka 6), přerušovaná čára – podmínka
7)

nesmí být mnohonásobně větší než šířka
pásma zkoumaného obvodu (aby křivka
měla na obrazovce určitou šířku). Z tohoto
požadavku dostaneme pro maximální zdvih
tento vztah:

$$f_{\max} = \frac{100}{k} B, \quad (9)$$

kde k je šířka křivky na obrazovce v %.

Součinitel k volíme jednak podle rozlišo-
vacích schopností osciloskopu, jednak
z praktického hlediska. Určíme-li maximální
kmitočtový zdvih pro $k = \text{např. } 5\%$ (křivka
bude zaujímat $1/20$ stínítka), dostaneme:

$$f_{\max} = 20B.$$

Vidíme, že tato závislost je na rozdíl od
předchozí lineární, takže pro malé šířky
pásma bude omezujícím činitelem podmínka
(7), popř. (8), pro větší šířky pásma podmín-
ka (9). Grafy obou závislostí jsou na obr. 53.
Šířka pásma, která dává pro obě kritéria
stejný povolený zdvih, je pro $n = 10$ asi
3 kHz (zdvih 60 kHz), pro $n = 50$ je to asi
15 kHz (zdvih 300 kHz).

Uvedme si příklad: mějme obvod o šířce
pásma 6 kHz (šířka pásma běžného přijíma-
če AM) s jednoduchým laděným obvodem.
Jako rozmitací signál použijeme napětí pilo-
vitého průběhu s kmitočtem 50 Hz. Z pod-
mínky (8) vyjde maximální kmitočtový zdvih
45 kHz, z podmínky (9) dostáváme maximál-
ní kmitočtový zdvih 120 kHz. Vidíme tedy,
že podmínka (9) je pro tuto šířku pásma
mnohem přísnější.

Vratme se však k propustem se strmými
boky. U těch nestačí, aby obvod pouze
„nakmital“, musí být správně zobrazeny
i boky křivky. Zvolíme-li dobu prodlévání t_p ,
jak jsme to udělali v předchozích úvahách,
nakmitá se sice na obvodu plně napětí, ale
boky budou zkresleny (viz obr. 52, křivky
b a c). Bude zobrazen pouze průběh křivky,
odpovídající jednoduchému laděnému obvodu.
Pro přesné zobrazení křivky musí být t_p
voleno větší, jako bychom snímali křivku
s mnohem menší šířkou pásma – tato zmen-
šená šířka pásma se rovná šířce pásma
jednoduchého obvodu, který má stejné strmé
boky.

K tomu uvedeme malý příklad: mějme
obvod se šířkou pásma 100 Hz. Z podmínky
(8) vychází maximální zdvih 63 Hz, tj. méně,
než je celá šířka pásma obvodu. A to jsme
zvolili méně přísnou podmínku (8). Tento
fakt je třeba mít na zřeteli zejména při
snímání charakteristik velmi selektivních fil-
trů; nebo při snímání charakteristik filtrů
s velmi strmými boky (např. krystalových
filtrů).

Je tedy vidět, že vzhledem k fixní časové
základně našeho „osciloskopu“ jsme „zdo-
la“ omezení strmostí boků rezonanční křivky
sledovaného obvodu.

Ze vztahů a vypočtených příkladů je vidět,
že při tomto kmitočtu rozmitání dosáhneme
uspokojivých výsledků při sledování křivek
propustnosti běžných mezifrekvenčních zesi-
lovačů pro AM a AFM rozhlas.

Konstrukce a použití rozmitačů

V předchozím textu jsme se zabývali
principem a možnostmi měření kmitočtových
(amplitudových) charakteristik obvodů se
zvláštním přihlédnutím k popisovaným zo-
brazovacím jednotkám. Nyní se podívejme
na to, jak se rozmitače v praxi konstruují
a jaké jsou možnosti jejich použití.

Z hlediska použití se rozmitače dělí do tří
skupin:

a) vysokofrekvenční rozmitače – ty mají roz-
sah od několika set kHz do několika set
MHz (někdy i větší). Používají se k nast-
avování všech užitečných vysokofrekven-
čních obvodů, jako např. vstupních a mezi-
frekvenčních obvodů, rozhlasových a tele-
vizních přijímačů a k mnoha dalším
účelům;

b) obrazové rozmitače – pracují od několika
desítek kHz do desítek MHz, slouží k na-
stavování obrazových zesilovačů;

c) nízkofrekvenční rozmitače – pracují od
několika Hz do několika desítek kHz,
slouží ke kontrole a nastavení nízkofrek-
venčních zesilovačů.

Tyto tři druhy rozmitačů se dosti podstat-
ně vzájemně liší a tak se pouze ve výjimeč-
ných případech jejich funkce překrývají. Zato
v rámci každé z těchto skupin existuje celá
řada kvalitativně různých druhů rozmitačů
více či méně univerzálních. Tak se například
vyrábějí univerzální vf rozmitače, které po-
kryvají kmitočtové pásmo od několika set
kHz (vstupní obvody přijímačů pro DV) až
po kmitočty blízké se 1 GHz, (nastavování
vstupních obvodů pro UHF, např. IV. až V.
TV pásmo); ty pokrývají většinou toto kmi-
točtové pásmo jen v několika málo podroz-
sazích a je možno je rozmitat po celém podroz-
sahu.

Na druhé straně jsou vyráběny přístroje
více či méně jednoúčelové: pro sladování
přijímačů FM a AM, TV přijímačů (OMF,
ZMF) apod. Tyto přístroje obvykle poněkud
lépe plní svou funkci při tom či onom
konkrétním použití (lepší stabilita, snazší
nastavení atp.), jejich hlavní výhodou je však
jednoduchost, a tím i nízká pořizovací cena.
Takové rozmitače se hodí velmi dobře i pro
amatérskou stavbu, neboť jednoúčelové roz-
mitače jsou konstrukčně nenáročné a i při
poměrně jednoduchém zapojení a tím i ma-
lém počtu součástek dobře slouží určenému
účelu. Univerzální rozmitače, pracující až do
pásma UHF, je konstrukčně i materiálově
velmi náročný nejen po elektrické, ale i po
mechanické stránce a je amatérsky realizova-
telný velmi obtížně, až nerealizovatelný.

Rozmitače jsou realizovány velmi rozma-
nitě. Ty nejjednodušší bývají řešeny jako
doplňk k osciloskopu – obsahují pouze
oscilátor rozmitaného signálu. Je u nich
obvykle počítáno s tím, že osciloskop má buď
vyvedeno napětí pilotního průběhu z časové
základny, kterým je rozmitán oscilátor, nebo
vyveden i vstup horizontálního zesilovače.
V tomto případě se obvykle oscilátor rozmitá
napětím o kmitočtu 50 Hz, získaným trans-
formováním síťového napětí, které se současně
používá k vychylování paprsku v oscilo-
skopu v horizontálním směru.

Složitější a dražší přístroje bývají řešeny
v jednom celku se zobrazovací jednotkou,
tedy vlastně s jednoúčelovým osciloskopem.
U těchto přístrojů bývá obrazovka větších
rozměrů, aby byl obraz čitelnější. Vzhledem
k malým požadavkům na šířku pásma zob-
razovacího zařízení je konstrukce celkem jed-
noduchá. Takto jsou zhotoveny některé tele-
vizní rozmitače a většina univerzálních vys-
kofrekvenčních rozmitačů. Popsanému celku
se obvykle říká polyskop. Některá zařízení
totoho druhu bývají řešena stavebnicově, tj.
jsou složena z rozmitače a zobrazovací jed-
notky, které se dají použít buď společně,
nebo i odděleně, případně ve spojení s další-
mi zařízeními.

Možnosti spolupráce popsaných zobrazovacích jednotek s rozmitačem

Jak již bylo uvedeno při popisu obou
zobrazovacích jednotek, představuje právě
televizní přijímač velmi výhodnou zobrazo-
vací jednotku, která poskytuje větší obraz,
než velká většina profesionálních polyskopů
– proto se hodí velmi dobře i pro demonstra-
ční účely. Navíc televizor je dnes téměř
v každé domácnosti, a tak je „osciloskop“
hned po ruce. Navíc kmitočty „časové zá-
kladny“ 50 Hz je shodný s kmitočtem rozmi-

tání většiny profesionálních rozmitačů. Jednou oblastí, v níž televizor nevyhoví jako zobrazovací jednotka, je oblast nízkofrekvenčních rozmitačů, u nichž se používá velmi nízkých kmitočtů rozmitání (nejnižší kmitočty, na nichž by měl rozmitač pracovat, jsou řádu jednotek Hz). Při těchto kmitočtech je však doba periody signálu mnohem delší, než doba trvání celého snímku na televizní obrazovce. Navíc i při poměrně pomalém rozmitání je zobrazený signál zkreslen tím, že se mění kmitočet – aby bylo toto zkreslení malé, musí se za dobu jedné periody změnit kmitočet jen velmi málo. Oscilátor se tedy musí rozmitat tak pomalu, aby se signály okolo kmitočtů 10 až 50 Hz mohly považovat za harmonické. Speciální nízkofrekvenční rozmitače používají proto obrazovky s dlouhým dosvihem a kmitočet se mění velmi pomalu.

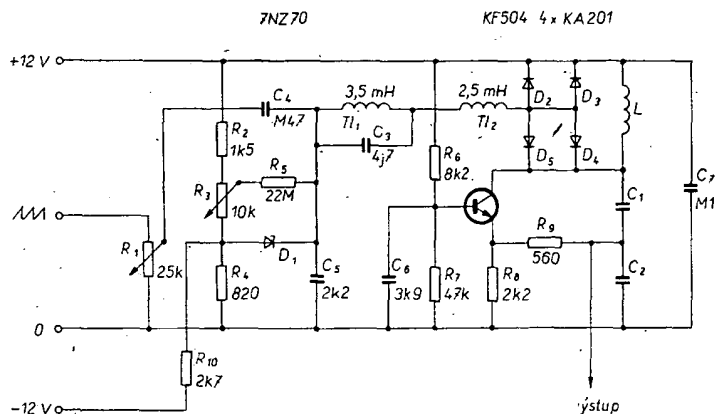
V dalším se budeme zabývat pouze vysokofrekvenčními rozmitači, neboť obvodová technika obrazových rozmitačů je podobná a navíc v amatérské praxi nejsou obrazové rozmitače tak důležité, jako rozmitače, vhodné k nastavování vysokofrekvenčních obvodů.

Oscilátory LC

Jednou velkou skupinou oscilátorů, používanou ve většině profesionálních rozmitačů, jsou elektronicky řízené oscilátory LC. Jde většinou o běžná zapojení oscilátorů LC, v nichž se mění některý z prvků, určujících kmitočet oscilátoru – tedy indukčnost nebo kapacita rezonančního obvodu. Způsobů, jak toho dosáhnout, je několik. Mezi nejstarší, avšak v mnohých rozmitačích dodnes používané metody, patří mechanické, nebo lépe řečeno elektromechanické rozmitání. Při této metodě se používají ladící kondenzátory (nebo cívky), u nichž se mechanicky mění kapacita (nebo indukčnost). Nejobvykleji se používal ladící kondenzátor, jehož rotor byl připevněn k rotoru synchronního motoru, čímž bylo zaručeno periodické rozmitání. Synchronní s kmitočtem střídavého napětí, použitého k pohonu motoru. Stejným způsobem se dá měnit i indukčnost cívky. Nevýhodou této metody je, že pro účely zobrazovací jednotky chybí informace o velikosti kmitočtu, neboť kmitočet není přímo řízen napětím, ale je s ním pouze synchronní. V jiných rozmitačích se ke změně ladící kapacity používal vibrační kondenzátor. Vibrační kondenzátor je proveden tak, že jedna z jeho elektrod je nahrazena kovovou membránou, jejíž poloha je ovládána kotvou elektromagnetu. V závislosti na proudu cívky elektromagnetu se mění poloha membrány, a tím i kapacita kondenzátoru. Výhodou této metody je to, že kapacita kondenzátoru je určena okamžitým napětím, přiloženým na cívku elektromagnetu; navíc podle mechanického provedení může tento systém pracovat i na velmi vysokých kmitočtech (až do 1 GHz, viz např. rozmitač RFT typu WG 4 z NDR).

Pro klasické, čistě elektronické řízení kmitočtu oscilátoru, slouží reaktanční elektronika. I když zapojení s touto elektronkou patří dnes již historii, byl to v éře elektronek prakticky jediný způsob ryze elektronického řízení kmitočtu oscilátoru. Toto zapojení se používalo velmi hojně např. ještě celkem nadávno v televizních přijímačích v generátorech rádkového rozkladu. V zapojení se využívá toho, že elektronka se v určitém zapojení chová jako reaktance (kapacita nebo indukčnost), jejíž velikost se dá řídit mířkovým předpětím. O tomto způsobu jsem se zmínil pouze proto, že v některých rozmitačích profesionální výroby je tento způsob použit a je tedy možné, že se s ním některý čtenář v praxi setká.

Ostatní způsoby rozmitání jsou již novějšího data a jejich rozšíření umožnila zejména moderní součástková základna.



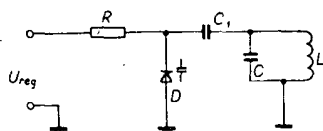
Obr. 56. Zapojení rozmitače, rozmitaného varikapem

Nejčastěji používaným prvkem pro rozladování obvodů, zejména v amatérských konstrukcích, je přechod p-n, pólovaný v závěrném směru. Jak známo, je-li dioda (přechod p-n) pólována v závěrném směru, závisí její kapacita na přiloženém napětí díky tomu, že se mění tloušťka hradlové vrstvy. Závislost kapacity na napětí je dána přibližně vztahem

$$C = \frac{k}{(U_0 + U)^n}$$

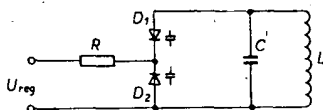
V tomto vzorci je k konstanta úměrnosti, U_0 tzv. kontaktní napětí (pro křemík je 0,55 až 0,8 V). U je přiložené napětí a n je číslo, které je rovno 2 pro slitinový a 3 pro difúzní přechod. Speciální diody, vyráběné k tomuto účelu, jsou vyrobeny tak, aby změna kapacity byla co největší při zachování co největší jakosti Q obvodu. Dnes vyráběné varikapy mají činitel jakosti Q několik set, poměr kapacit 1,5 až 25 a jsou použitelné do kmitočtů několika set MHz.

Připojení varikapu k laděnému obvodu je na obr. 54. Regulační napětí je přivedeno ze



Obr. 54. Připojení varikapu k laděnému obvodu

zdroje na katodu varikapu (je-li kladné) přes odpor R , který odděluje zdroj řídicího napětí od laděného obvodu, jinak by byl obvod zatlučen vnitřním odporem tohoto zdroje. Odpor může být poměrně velký, neboť stejnosměrný odpor varikapu v závěrném směru je velký a nedochází tedy k úbytku napětí na odporu R . Odpor R může být nahrazen tlumivkou. Podle velikosti řídicího napětí mění varikap svou kapacitu, která je přes kondenzátor C_1 (který odděluje stejnosměrný řídicí obvod od oscilačního) připojena na laděný obvod. Toto zapojení pracuje v různých obměnách ve všech obvodech, v nichž jsou použity varikapy. Jedinou podmínkou pro použití tohoto zapojení je, že řídicí napětí musí být několikanásobně větší, než střídavé napětí na oscilačním obvodu – varikap totiž mění svou kapacitu podle okamžitého napětí a signál může pak mít zkreslení. Pokud by k tomuto jevu mohlo dojít, používá se raději zapojení podle obr. 55, které tento jev



Obr. 55. Připojení varikapu (se zvětšenou odolností proti vzniku křížové modulace)

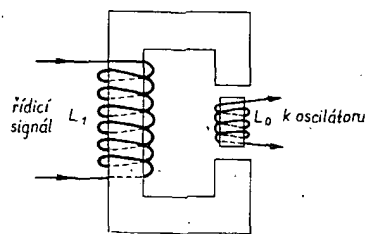
částečně odstraňuje – je však třeba počítat s tím, že kapacita této kombinace je poloviční, než kapacita jednoho varikapu. Takto zapojené varikapy se dnes běžně ve světě vyrábějí zapouzdřené v jednom pouzdře se třemi vývody. Používají se též ve vstupních dílech rozhlasových přijímačů k omezení křížové modulace.

Rozmitač s varikapy bylo popsáno mnoho na stránkách našich i zahraničních časopisů, neboť jde o jednu z nejsnazších cest ke zhotovení rozmitaného oscilátoru.

Jako příklad bych uvedl zapojení, převzaté z [9], které je uvedeno na obr. 56. Je v něm použito zapojení Seilerova oscilátoru. Toto zapojení se vyznačuje velkou stabilitou ve velkém kmitočtovém rozmezí. Signál oscilátoru je rozmitán čtyřmi varikapy typu KA201. Je použito zapojení, uvedené na obr. 55. Aby byla zachována původní kapacita varikapu, jsou zapojeny vždy dva a dva varikapy paralelně. Cívka L a kondenzátory C_1 a C_2 jsou přepínány podle zvoleného kmitočtu. Tento rozmitač je určen pro kmitočty 455 kHz (mezikřevence přijímačů AM), 6,5 MHz (ZMF přijímačů TV), 10,7 MHz (mf přijímačů FM) a 36 MHz (OMF přijímačů TV). Z tohoto příkladu je vidět, že s použitím varikapů je možno zkonstruovat velmi jednoduchý rozmitač s poměrně širokým použitím. Podrobnosti k tomuto zapojení najde čtenář v uvedené literatuře.

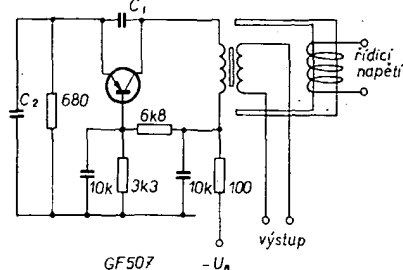
Dalším prvkem laděného obvodu, který lze měnit, je indukčnost. Indukčnost se v rozmitaných oscilátorech mění (pomineme-li možnost, uvedenou na začátku tohoto odstavce) změnou relativní permeability feritového jádra stejnosměrnou předmagnetizací. Podíváme-li se na libovolnou hysterezní křivku některého feromagnetického materiálu, vidíme, že se se zvětšující se intenzitou magnetického pole zvětšuje magnetická indukce v jádře; čím je však intenzita magnetického pole větší, tím se indukce zvětšuje pomaleji, až se jádro nasatí a indukce se dále prakticky nezvětšuje. Vložíme-li tedy jádro cívky rezonančního obvodu do stejnosměrného magnetického pole, dostaneme se do povlnnější části hysterezní křivky a magnetizace v polem se bude pohybovat v okolí tohoto bodu. Z hlediska tohoto v pole bude relativní permeabilita (která je dána sklonem křivky) menší a menší bude též indukčnost. Budeme-li tedy měnit stejnosměrnou předmagnetizaci jádra, bude se měnit indukčnost cívky.

Praktické uspořádání takto „rozmitané“ indukčnosti je na obr. 57. Jádro cívky laděného obvodu (L_0) je umístěno v mezeře magnetického obvodu řídicí cívky L_1 . Stejnosměrná



Obr. 57. Náčrt praktického uspořádání cívky, jejíž indukčnost lze ovládat změnou stejnosměrné předmagnetizace

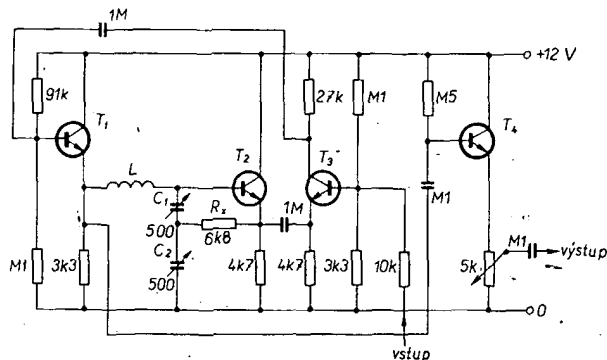
předmagnetizace jádra cívky L_1 , tedy závisí na proudu cívky L_1 , jímž tak můžeme měnit indukčnost cívky L_2 . Tuto metodu výrobci rozmitačů užívají velmi často, neboť její pomocí lze vyrobit rozmitané oscilátory do kmitočtů řádu stovek MHz. Amatérská realizace tohoto způsobu rozmitání naráží na mechanické obtíže a na obtíže při výběru vhodného materiálu pro jádro cívky. Příklad zapojení oscilátoru s tímto způsobem rozmitání je na obr. 58. Toto zapojení je převzato



Obr. 58. Zapojení oscilátoru, jehož signál je rozmitán změnou indukčnosti cívky

z [13]. Jde o stejný typ oscilátoru, jaký je na obr. 56, pouze místo rozladování varikapem je použito rozladování změnou indukčnosti.

Velmi zajímavým způsobem byl řešen způsob změny indukčnosti oscilátoru v [11]. V tomto zapojení je řízena efektivní hodnota indukčnosti zpětnou vazbou, která je v oscilátoru zavedena, a její velikost je ovládána vnějšími obvody. Zapojení tohoto rozmitače je uvedeno na obr. 59. Jako oscilátor pracuje



Obr. 59. Oscilátor, jehož signál je rozmitán signálem zpětné vazby

tranzistor T_2 . Výstupní signál z oscilátoru se vede z emitoru T_2 na emitor T_3 , z jehož kolektoru pokračuje na tranzistor T_1 , který pracuje jako emitorový sledovač, na jehož emitor je připojen „studný“ konec cívky (v úvazkách proto, že v tomto zapojení je na něm v napětí). Touto zpětnou vazbou, lépe řečeno její velikostí, se mění efektivní hod-

nota indukčnosti. V zapojení na obr. 59 se velikost zpětné vazby mění řízením zesílení tranzistoru, řídicí napětí je tedy přivedeno na bázi tranzistoru T_3 . Výstupní signál z obvodu oscilátoru je veden přes emitorový sledovač T_4 . Střední kmitočet se mění změnou kapacity kondenzátorů C_1 a C_2 . Autor uvádí, že s uvedenými součástkami pracoval obvod na kmitočtu 400 až 500 kHz, vyzkoušel v něm několik druhů tranzistorů (mezi jinými i BC107 = KC507) a se všemi zapojení pracovalo podle popisu, pouze v některých případech nutno změnit odpor R_1 , aby bylo dosaženo co nejlepšího tvaru výstupního napětí.

Probrali jsme několik druhů řízených oscilátorů LC, podívejme se na ně nyní souhrnně. Jak je vidět z předchozího popisu, je možno bez větších obtíží konstruovat oscilátory LC pro celé uvažované kmitočtové pásmo, dokonce existují taková zapojení, která pracují ve velkém kmitočtovém rozmezí pouze změnou ladících prvků. Způsobů, jak jejich signál rozmitat, je celá řada, navíc má jejich výstupní napětí obvykle velmi dobrý průběh, malý obsah vyšších harmonických kmitočtů, tedy z hlediska náročných požadavků na kvalitu signálu je jejich použití celkem opodstatněné.

V úvodu k této problematice jsme si však řekli, že jedním z podstatných kritérií je též linearita závislosti kmitočtu na řídicím napětí. Ovšem už ze vzorce pro rezonanční kmitočet laděného obvodu vyplývá, že rezonanční kmitočet je závislý na převrácené hodnotě odmocniny z kapacity, popř. indukčnosti, tedy závislost je značně odlišná od lineární. Tento fakt značně omezuje použití tohoto způsobu rozmitání zvláště proto, že se k této principiální nelinearitě přičítá ještě nelinearita převodu napětí na kapacitu, popř. indukčnost.

K linearizaci rozmitání se používají různé metody, všechny však umožňují nápravu pouze v určitém omezeném rozsahu. Když navíc přihlídneme k faktu, že rozladění závisí na odmocnině kapacity, popř. indukčnosti, dojdeme k závěru, že kmitočtový zdvih nemůže být příliš velký. To obvykle nevedí u jednoúčelových rozmitačů, u univerzálních se snažíme tento nedostatek odstranit. Ve velké většině případů se tento problém řeší tím, že se směšují dva signály vysokých kmitočtů (přibližně stejných), z nichž jeden je rozmitán. Pak i při malých kmitočtových zdvích signálů původních kmitočtů lze u signálu rozdílového kmitočtu dosáhnout

s rozmitáním o 20 % na 10 MHz dosahuje rozmitání prakticky od nuly až do 2 MHz.

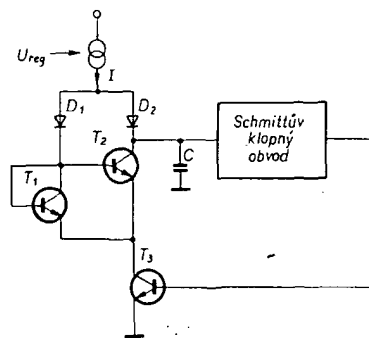
Oscilátory RC

Poměrně snadno se dají řídit napětím i některé druhy oscilátorů RC, především multivibrátory a jiné generátory neharmonických průběhů. K jejich rozvoji došlo zejména v poslední době, kdy se ve velké míře vyrábějí monolitické obvody pro použití v automatické fázové synchronizaci. Jejich hlavní výhoda spočívá ve vyloučení cívky (indukčnosti) jako ladícího prvku. Cívka je totiž prvek, jehož zhotovení je jednak pracné, jednak i hůře reprodukovatelné oproti např. kondenzátoru nebo odporu. Navíc při nastavování nějakého obvodu mnohem snáze značně změněme kapacitu kondenzátoru, než indukčnost cívky.

Další podstatnou výhodou oscilátorů RC je, že kmitočet v běžných případech závisí na převrácené hodnotě odporu, či kapacity a ne na jejich odmocnině, jak tomu bylo u oscilátorů LC. To usnadňuje změnu počátečních podmínek oscilátoru změnou těchto prvků.

Pro potřeby monolitických obvodů jsou vyvinuty napětím řízené oscilátory RC, pracující až do několika desítek MHz, přičemž pro hrubou změnu kmitočtu stačí přepínat vně zapojené kondenzátory, všechny ostatní části těchto oscilátorů jsou obvykle na čipu monolitického obvodu. Linearita těchto obvodů bývá velmi dobrá.

Příkladem takového oscilátoru je zapojení, uvedené na obr. 60. Oscilátor je použit

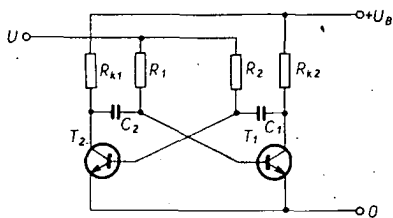


Obr. 60. Napětím řízený oscilátor z obvodu NE565

v integrovaném obvodu typu NE565 firmy Signetics, který obsahuje všechny obvody pro automatickou fázovou synchronizaci a je schopen pracovat na 30 MHz. Kondenzátor C je nabíjen proudem ze zdroje proudu, řízeného napětím U_{reg} . Je-li T_3 uzavřen, nabíjí se kondenzátor proudem I . Po dosažení rozhodovací úrovně Schmittova klopného obvodu se tento obvod překlopí a otevře se T_3 . Proud I nyní teče přes T_1 , T_3 a D_1 . Jsou-li tranzistory T_1 a T_2 shodné, vzniká na nich zcela shodný úbytek napětí, takže kondenzátor se vybíjí proudem I přes T_2 až do doby, kdy se Schmittův klopný obvod překlopí do původního stavu a tranzistor T_3 se uzavře. Tomuto využití shodných vlastností dvou tranzistorů se říká „current mirror“ (proudové zrcadlo). S tímto zapojením se dosahuje linearitě řádu 10^{-3} , neboť jeho kmitočet závisí pouze na proudu a konstantách obvodu

$$f = \frac{I}{2CAU}$$

kde ΔU je rozdíl mezi rozhodovacími úrovněmi Schmittova klopného obvodu (hystereze). Vidíme navíc, že v tomto případě lze kmitočet řídit přímo napětím a nikoli, jak tomu bylo u oscilátorů LC, změnou hodnoty některého prvku laděného obvodu. Tento znak je společný pro většinu napětově řízených multivibrátorů; pouze v některých apli-



Obr. 61. Základní zapojení multivibrátoru, řízeného napětím

kacích se využívá změny odporu kanálu polem řízeného tranzistoru.

Podívejme se z tohoto hlediska na zapojení běžného astabilního multivibrátoru, jehož schéma je na obr. 61. Pro jednoduchost předpokládáme, že zapojení je symetrické, tj. $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$ a $R_{k1} = R_{k2}$. Připomeňme si stručně činnost multivibrátoru. V okamžiku přepnutí (tedy např. při sepnutí T_2) je C_2 nabit na napětí U_B (tranzistor T_2 nevedl, na jeho kolektoru bylo napětí U_B , napětí báze-emitor zanedbáváme) a báze T_1 tedy dostane předpětí $-U_B$ a tranzistor T_1 se uzavře. Kondenzátor C_2 se ovšem začne vybíjet (exponenciálně), přičemž se nabíjí na napětí U . Nabíjí se tedy podle vztahu:

$$U_b = U - (U_b + U) e^{-\frac{t}{\tau}},$$

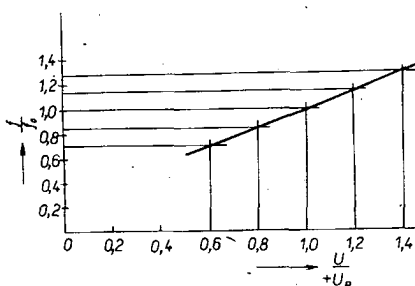
kde $\tau = R_2 C_2$, U_B je napájecí napětí. Nabíjení však trvá jen do okamžiku, v němž napětí báze U_{b1} bude větší než nula (zanedbáme-li opět U_{BE}) a otevře se tranzistor T_1 a zavře T_2 . Pak se tentýž jev opakuje. Vypočteme-li z předchozího stavu dobu trvání jednoho pracovního cyklu, dostaneme:

$$t = \tau \ln \frac{U_B + U}{U} = \tau \ln \left(1 + \frac{U_B}{U} \right).$$

Je-li multivibrátor symetrický, bude celková perioda dvojnásobná a kmitočet pak bude převrácenou hodnotou této periody:

$$f = \frac{1}{2 \tau \ln \left(1 + \frac{U_B}{U} \right)}$$

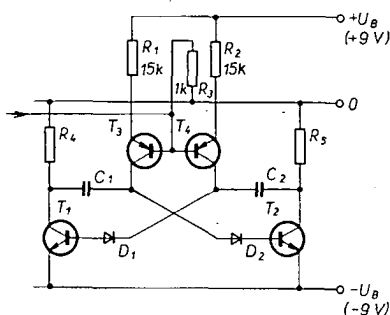
Jak vidíme, kmitočet závisí na napětí U , ale závislost není bohužel lineární (její průběh je na obr. 62). Z obr. 62 vidíme, že



Obr. 62. Graf teoretické závislosti kmitočtu na řídicím napětí pro multivibrátor z obr. 61

odchylka od linearity však není velká a tak pro malé rozladění můžeme považovat rozladění za lineární. Odhadneme-li opět odchylku od linearity kvadratického členu v rozvoji posledně uvedeného vztahu, dostaneme, že pro změnu napětí U o $\pm 10\%$ od U_B (tj. od napájecího napětí) dostaneme rozladění

o $\pm 7\%$ a odchylka od linearity nepřesáhne 1% . Z toho vidíme, že pro malé rozladění dává i toto jednoduché zapojení poměrně slušné výsledky. Tyto závěry potvrzuje měření na multivibrátoru, zkonstruovaném v zapojení podle obr. 61, v němž byly jako T_1 a T_2 použity tranzistory p-n-p typu KSY81, $R_1 = R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 220 \text{ pF}$ a $R_{k1} = R_{k2} = 220 \Omega$, $U_B = 5 \text{ V}$. S uvedenými součástkami kmital tento oscilátor na kmitočtu asi 1 MHz a pro napětí U blízké napájecímu byla závislost kmitočtu na napětí téměř lineární (naměřené výsledky jsou v tab. 1). Vyneseme-li naměřené údaje do grafu, zjistíme odchylku od linearity, až když se body snažíme proložit přímkou podle pravítka. Pouhým okem jsou nelinearity jen velmi těžko patrné.



Obr. 63. Řízený multivibrátor se zlepšenou lineitou

Zdokonalená verze tohoto zapojení je na obr. 63. Místo odporů R_1 a R_2 jsou zapojeny tranzistory T_3 a T_4 . Tyto dva tranzistory pracují jako stabilizátory proudu, takže vybíjení kondenzátorů neprobíhá exponenciálně, ale lineárně a doba vybíjení je tedy přímo úměrná vybíjecímu proudu; kmitočet je tedy přímo úměrný proudu. Proud v tomto zapojení je ovšem lineární funkcí napětí, přiloženého na báze tranzistorů a kmitočet bude tedy lineární funkcí napětí. Za předpokladu, že je zapojení symetrické, je dán kmitočet (přibližně) vztahem:

$$f = \frac{1}{C_1 R_1} \left(1 - \frac{U_R}{U_B} \right).$$

Vztah je pouze přibližný, neboť jsou v něm zanedbána napětí báze-emitor všech tranzistorů. Tato napětí však nemají vliv na linearity

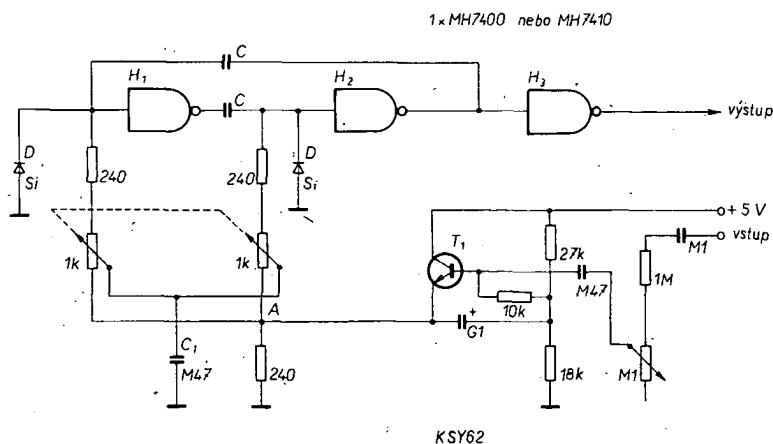
závislosti kmitočtu na napětí, mění pouze konstanty v uvedeném vztahu. V literatuře [13] je uvedeno, že při rozladování tohoto oscilátoru o několik desítek procent rezonančního kmitočtu je odchylka od linearity menší než 1% a že je možno složitými ovládacími obvody zvětšit ladící rozsah až na poměr kmitočtů $1:1000$. Diody D_1 a D_2 chrání v tomto zapojení přechody báze-emitor tranzistorů T_1 a T_2 před proražením. Závěrné napětí tohoto přechodu je u většiny křemíkových tranzistorů pouze 5 V a jak vyplývá z popisu funkce, objevuje se na počátku vybíjení na tomto přechodu plně napájecí napětí. Navrhujeme-li proto multivibrátor pro větší napájecí napětí než 5 V , měly by být vždy tyto diody použity.

Uvedené zapojení má velmi dobrou linearity, má však nevýhodu v tom, že ho nelze použít na příliš vysokých kmitočtech. Návrh podobného multivibrátoru pro kmitočty 1 MHz předpokládá použití již tak malých odporů, že v některých parametrech pracují tranzistory blízko mezi, povolených výrobcem. Různými úpravami tohoto zapojení a při speciálních součástkách by bylo snad možné zkonstruovat podobný multivibrátor pro kmitočty vyšší než 10 MHz – konstrukce takového oscilátoru by však narážela na řadu obtíží. Domníváme se, že u těchto typů multivibrátorů lze signály o kmitočtech v mezích 5 až 10 MHz považovat v běžné praxi za mezní.

Ke konstrukci napětově řízených oscilátorů v tomto kmitočtovém rozmezí je možno použít též hradla TTL. Příklad takového multivibrátoru je na obr. 64. Zapojení bylo uveřejněno v [17], kde jsou též uvedeny podrobnosti o funkci. Multivibrátor je řízen napětím v bodu A (v rozmezí napětí $0,8$ až $1,8 \text{ V}$ se mění kmitočet asi v poměru $1:3$). S uvedenými součástkami a kondenzátorem $C = 200 \text{ pF}$ pracuje toto zapojení asi do kmitočtu 6 MHz .

Na závěr této části bych se zmínil o emitorově vázaném multivibrátoru, který byl použit jako VCO- v detektoru FM s AFS, popsáném v [18]. Toto zapojení má kromě toho, že pracuje bez potíží na kmitočtu 10 MHz i vyšším, ještě tu výhodu, že je kmitočet určen pouze jedním kondenzátorem, jehož změnou ho lze měnit v širokém rozmezí.

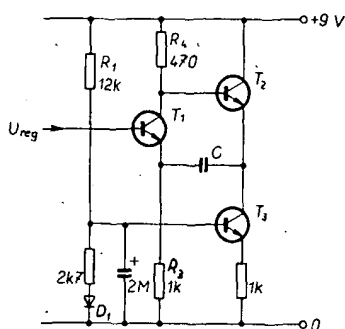
Schéma tohoto multivibrátoru je na obr. 65. Jako klopný obvod pracují tranzistory T_1 a T_2 , které střídavě vedou a nevedou. Změnu stavu tranzistorů ovládají změny napětí na jejich emitorech a vazba mezi nimi, která je



Obr. 64. Řízený multivibrátor s hradly TTL

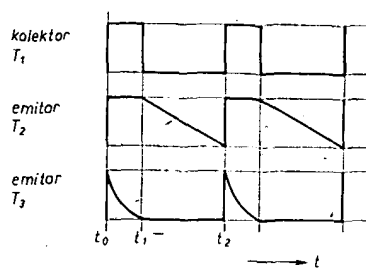
Tab. 1. Závislost kmitočtu na napětí pro zapojení podle obr. 61

$U [V]$	5	4,9	4,8	4,7	4,6	4,5	4,4	4,3	4,2	4,1	4,0	3,5	3,0	2,5	2,0
$f [\text{kHz}]$	1116	1094	1072	1050	1029	1007	985	963	943	922	905	807	709	619	546



Obr. 65. Řízený, emitorově vázaný multivibrátor

zprostředkována kondenzátorem C. Časové konstanty jsou určeny vybíjením kondenzátoru přes odpor R_3 , popř. přes tranzistor T_3 , který pracuje jako zdroj proudu. Průběhy napětí v jednotlivých bodech zapojení jsou na obr. 66. Vyjdeme-li ze stavu, kdy je T_2



Obr. 66. Průběh napětí v jednotlivých bodech zapojení z obr. 65

otevřen a T_1 zavřen, nabíjí se kondenzátor C přes R_3 až do doby, kdy se napětí na emitoru T_1 zmenší pod napětí báze-transistor T_1 se začne otevírat. Tím se začne zmenšovat napětí na jeho kolektoru, T_2 se začne přivírat a napětí na jeho emitoru se začne zmenšovat. Tento pokles se přes C přenesou na emitor T_1 a napomůže jeho otevření a celý pochod se lanovitě ukončí (okamžik t_1). Nyní je tedy T_1 otevřen a T_2 uzavřen a kondenzátor C se nabíjí přes T_3 , T_1 a R_4 až do okamžiku, kdy se napětí na jeho emitoru zmenší pod napětí báze a T_2 se začne otevírat a napětí na jeho emitoru se začne zvětšovat. Změna napětí na emitoru se pak přes kondenzátor C přenesou na emitor T_1 , který se začne přivírat a napětí na jeho kolektoru se začne zvětšovat, což napomáhá otevírání tranzistoru T_2 . Tím se tento pochod stane lavinovitým, prudce se dokončí a tranzistor T_1 je uzavřen a tranzistor T_2 otevřen (okamžik t_2), což je výchozí stav. Potom se děj opakuje. Kmitočet tohoto oscilátoru se dá řídit jednak změnou napětí na bázi tranzistoru T_1 , jednak změnou proudu protékajícího tranzistorem T_3 , tj. změnou napětí na bázi T_3 . Obě možnosti jsem prověřil. Pokud jde o linearitu, je v obou případech zhruba stejná, lepší než asi 3 % při změně kmitočtu o 20 %. K tomuto rozladění je třeba změnit napětí na bázi T_1 asi o 1 V (ze 3 na 4 V), na bázi T_3 asi o 0,2 V. Proto je výhodnější (pro použití v rozmitači) použít řídicí napětí tak, jak je naznačeno na obr. 65, tj. řídit kmitočet napětím na bázi T_1 .

Z uvedených několika příkladů zapojení oscilátorů RC můžeme usuzovat na výhody a nevýhody těchto druhů oscilátorů. První výhoda spočívá v tom, že jejich kmitočet je řízen buď přímo napětím nebo proudem,

z čehož vyplývá mnohem lepší linearita převodu napětí na kmitočet. Linearita i u nejjednoduššího zapojení vyhoví plně pro rozmitání v malém kmitočtovém rozsahu. Další výhodou je skutečnost, že změny kmitočtu se dá dosáhnout pouze výměnou odporů a kondenzátorů, tedy mnohem jednodušeji, než je tomu u oscilátorů LC. Navíc závislost kmitočtu na prvcích, které ho určují, je lineární a nikoli „odmocninová“, takže se kapacita kondenzátorů nemusí měnit v příliš velkém rozsahu. Nevýhodou těchto oscilátorů však je jejich omezená použitelnost směrem k vyšším kmitočtům, při kmitočtech nad 10 MHz se již musí používat speciální zapojení a součástky, mez jejich použitelnosti leží v oboru několika málo desítek MHz. Další nevýhodou je neharmonický tvar výstupního signálu (sinusové oscilátory RC se na kmitočtech, které nás zajímají, nepoužívají). Tento fakt na první pohled velmi omezuje použití těchto oscilátorů, avšak nezapomínejme, že v uvažovaném rozsahu kmitočtu můžeme konstruovat pouze jednoúčelové rozmitače určené většinou k nastavování selektivních zesilovačů. Obvody selektivních zesilovačů potlačují však vyšší harmonické velmi účinně – jejich obsah ve vstupním signálu je tudíž na výstupu již zanedbatelný. Pro zkoumání obvodů těchto zesilovačů tedy na tvaru signálu příliš nezáleží. Navíc se dá využít obsahu vyšších harmonických k tomu, že oscilátor může pracovat na nižším kmitočtu a pro zkoumání můžeme využít některé harmonické. Při tomto použití však musíme mít na paměti, že základní harmonická oscilátoru má mnohem větší amplitudu, než je amplituda žádané harmonické a je tedy nutno zjistit, zda amplituda základního signálu nezahltí vstup sledovaného zesilovače. Vidíme tedy, že neharmonický průběh výstupního napětí příliš nevádí. Lze ho dokonce prospěšně využít.

Pokud bychom chtěli, aby na výstupu generátoru RC bylo harmonické napětí, museli bychom na jeho výstup zařadit pásmovou propust, která by všechny signály nežádoucích kmitočtů potlačila. Takový generátor by ovšem musel obsahovat i obvod pro stabilizaci amplitudy, neboť i kvalitní pásmové propusti mají v propustném pásmu určité zvlnění. Tím se však celý generátor komplikuje a je otázka, zda je takové opatření rentabilní.

Pomocné obvody

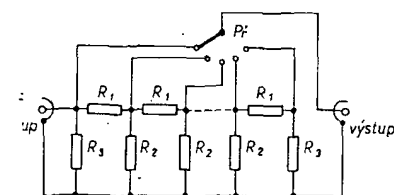
Na závěr všeobecného popisu rozmitaných generátorů bych se rád stručně zmínil o některých pomocných obvodech. Jedním ze základních pomocných obvodů je generátor kmitočtových značek. Slouží ke kalibrování „osy“ kmitočtů zaváděním signálu známého kmitočtu do zobrazovaného signálu. Měřicí signál se značuje tak, že se výstupní signál z rozmitače přivádí na směšovač, kde je směšován se signálem známého kmitočtu. Výstupní signál ze směšovače je pak veden přes dolní propust, která přenesou signál pouze v tom případě, že jsou oba smíšené signály shodné nebo velmi blízké. Signál z této dolní propusti se v tom případě přenesou na stínítko buď prostřednictvím jasu stopy nebo se přičte k měřenému signálu, takže na zobrazované křivce je vidět zámkit. Generátory značek nebývají obvykle řešeny jako generátory jediného kmitočtu, ale většinou jako generátory kmitočtového spektra s přesnými odstupy. U jednoúčelových přístrojů, u nichž je obvykle použit konstantní zdvih (někdy i konstantní střední kmitočet) není nutno značkovat použít, neboť osu lze okalkulovat jednou provždy.

Dalším velmi důležitým doplňkem každého rozmitače je dělič výstupního napětí. Výstupní signál z rozmitače musíme vždy totiž zmenšit (utlumit) natolik, aby mohl být měřeným obvodem zpracován bez zkreslení.

Navíc je výhodné, aby byl jeho útlum definován, neboť pak můžeme přesněji odhadnout útlum měřeného obvodu na nežádoucích kmitočtech. Nejjednodušším zapojením, splňujícím tento požadavek, je prostý kapacitní nebo napěťový dělič. Jeho výhodou je snadný návrh a jednoduchost zapojení, mezi nevýhody patří především kmitočtová závislost útlumu a proměnný výstupní odpor.

Mnohem dokonalejšími zapojeními děliče výstupního napětí jsou útlumové články typu T nebo Π. Mají tu výhodu, že mají definovaný výstupní odpor, který se nemění se stupněm útlumu. Navíc jsou teoreticky kmitočtově-nezávislé (v praxi záleží na provedení článku a na použitých součástkách. Pečlivým stíněním jednotlivých sekcí článku a použitím bezindukčních odporů se dá dosáhnout značných útlumů, které se nemění ve velkém kmitočtovém rozmezí).

Zapojení vhodného útlumového článku uvedeného typu je na obr. 67. Jednotlivé



Obr. 67. Zapojení útlumového článku s konstantním zatěžovacím odporem

odpory lze vypočítat z následujících vzorců:

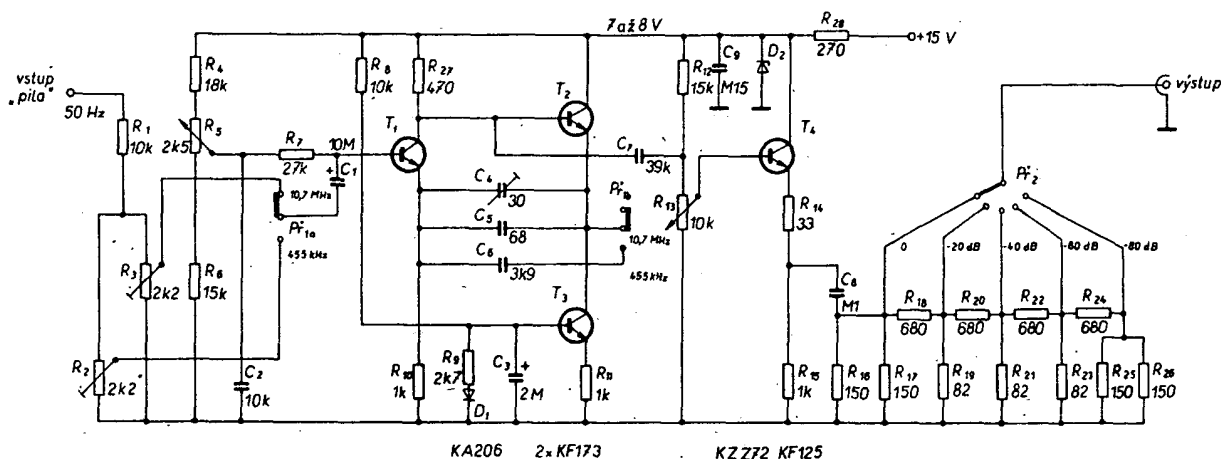
$$R_1 = \left(k - \frac{1}{k}\right) R_z, \quad R_2 = \left(\frac{k+1}{k-1}\right) R_z, \\ R_3 = \left(\frac{k+1}{k}\right) R_z;$$

kde k znamená dělicí poměr a R_z zatěžovací odpor. Tak například pro zatěžovací impedanci 70 Ω a útlum 20 dB ($k = 10$) vyjdou odpory: $R_1 = 693 \Omega$, $R_2 = 85,5 \Omega$ a $R_3 = 77 \Omega$. Tyto odpory jsou velmi blízké odporům z řady E24 a lze je nahradit i odpory z řady E12: $R_1 = 680 \Omega$, $R_2 = 82 \Omega$ a $R_3 = 75 \Omega$ (dva odpory 150 Ω paralelně). Takový dělič zajistí přesně definované výstupní napětí, použijeme-li konstantní zátěž.

Návrh a konstrukce jednoduchého rozmitače pro použití s uvedenou zobrazovací jednotkou

V úvodu této kapitoly jsme odvodili, že obě popsané zobrazovací jednotky jsou vhodné jako zobrazovací zařízení pro prakticky všechny druhy rozmitačů, s výjimkou nízkofrekvenčních. V principu by tedy bylo možno jako doplněk k nim zkonstruovat poměrně univerzální rozmitač. Cílem dosaďadního popisu bylo však v hlavní míře upozornit na tuto možnost využití televizních přijímačů a ukázat několik možných aplikací. Konstrukce kvalitního rozmitače je náročná a představuje zcela samostatný problém.

Proto byl jako jednoduchý doplněk pro popisované zobrazovací jednotky navržen pouze rozmitač, umožňující nastavovat mezifrekvenční zesilovače pro rozhlas AM a FM, tj. pro kmitočty 455 a 10,7 MHz. Konstrukce takového rozmitače neklade velké nároky na vybavení a na součástky, přitom pro amatérskou praxi je to doplněk velmi užitečný, neboť zvláště mezifrekvenční zesilovač pro rozhlas FM, pracující na 10,7 MHz, se bez kvalitního generátoru FM nebo rozmitače nastavuje velmi obtížně. Navíc je s roz-



Obr. 68. Celkové schéma popisovaného rozmitače

mitačem nastavení pohodlnější a rychlejší, než s generátorem.

Vzhledem k tomu, co jsme si uvedli při rozboru typů oscilátorů pro rozmitané generátory a vzhledem k maximálnímu pracovnímu kmitočtu 10 MHz, byl jako základní díl doplňku zvolen multivibrátor, jehož schéma bylo na obr. 65. Má tu výhodu, že pracuje spolehlivě i na kmitočtu 10,7 MHz a není tedy nutné využívat vyšších harmonických, jak tomu bylo v návodu uveřejněném na stránkách AR [16]. O nebezpečí, které tato koncepce skrývá, jsem již hovořil. Navíc je kmitočet určen pouze jedním kondenzátorem (samozřejmě kromě dalších součástek) a přepínání kmitočtu bude tedy velmi jednoduché a je možno využít téhož multivibrátoru pro oba kmitočty (s nutností přepínat pouze jediný kondenzátor). Navíc tato koncepce umožňuje snadno doplnit tento generátor o další rozsahy kmitočtu, použijeme-li kondenzátory jiných kapacit.

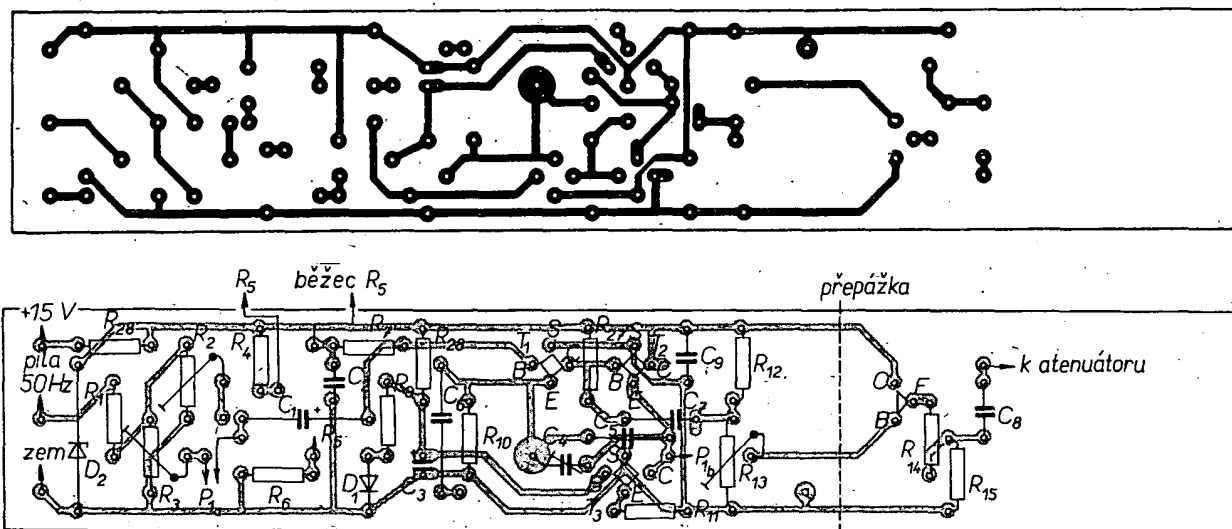
Zapojení celého rozmitače je na obr. 68. Tranzistory T_1 , T_2 a T_3 tvoří emitorově vázaný multivibrátor, jehož činnost byla již popsána. Stejnosečná složka řídicího napětí je na jeho vstup přiváděna přes odpor R_7 , který je připojen na běžec potenciometru R_5 . Polohou běžce potenciometru je určeno stejnosměrné napětí na bázi tranzistoru T_1 , z hlediska rozmitaného oscilátoru je jím určen střední kmitočet výstupního napětí. Na bázi tranzistoru T_1 se současně přivádí i napě-

tí pilovitého průběhu, a to přes kondenzátor C_1 . Toto napětí rozmitá signál okolo kmitočtu, určeného nastavením R_5 . Kondenzátor C_1 odděluje stejnosměrnou složku řídicího napětí od střídavé, tj. od napětí pilovitého průběhu. Amplituda napětí pilovitého průběhu je zmenšena děličem, aby byl omezen kmitočtový zdvih. Přesná velikost amplitudy napětí pilovitého průběhu pro řízení kmitočtu se nastavuje odpory R_2 a R_3 pro signál každého pracovního kmitočtu zvlášť. Odporem R_2 tedy nastavujeme kmitočtový zdvih na kmitočtu 455 kHz, odporem R_3 na kmitočtu 10,7 MHz. Vstupní signál z multivibrátoru se odebírá z kolektoru T_1 , kde je k dispozici napětí pravouhlého průběhu na poměrně malé impedanci. Signál je veden přes kondenzátor C_7 na vstup emitorového sledovače, osazeného tranzistorem T_4 . Toto napětí je navíc regulováno potenciometrem R_{13} . Regulace napětí ještě před vstupem emitorového sledovače umožňuje jemně regulovat výstupní napětí, aniž by se měnil výstupní odpor. Potenciometr až za výstupem sledovače by měnil výstupní impedanci a navíc by zeslabení výstupního napětí mělo nevhodný průběh. Z výstupu emitorového sledovače je signál veden na čtyřstupňový atenuátor s útlumem jednoho stupně 20 dB. To umožňuje dosáhnout celkového útlumu článku 80 dB, což ve spojení s jemnou regulací potenciometrem R_{13} dovolí zmenšit výstupní napětí tak, že by měla být pro

všechny mezifrekvenční zesilovače splněna podmínka, že vstupní napětí má být takové, aby zesilovačem bylo přeneseno bez zkreslení.

Přepínačem P_1 se přepíná kmitočet oscilátoru. Jednou sekcí se připojuje paralelně ke kondenzátorům C_4 a C_5 kondenzátor C_6 , který upraví kmitočet na 455 kHz, druhou sekcí se přepíná kmitočtový zdvih, aby ho bylo možno nastavit na optimum na každém kmitočtu. Přepínačem P_2 se přepíná výstupní napětí hrubě. Podle polohy přepínače P_2 je zařazen příslušný počet článků útlumového řetězce, čímž se dá útlum měnit po skocích 20 dB (tj. 1 : 10).

Celý rozmitač je umístěn na desce s plošnými spoji, jejíž obrazec je na obr. 69. Přímou na desce s plošnými spoji jsou umístěny všechny součástky kromě přepínače P_1 a potenciometru R_{13} , které jsou na přepážce, umístěné přibližně uprostřed desky s plošnými spoji, potenciometru R_5 a přepínače P_2 spolu s odpory R_{16} až R_{26} , které jsou umístěny na panelu. Potenciometr R_5 může být umístěn na panelu, protože ovládá pouze stejnosměrné napětí. Odpory R_{16} až R_{26} jsou umístěny přímo na přepínací P_2 , aby bylo možno zkrátit jejich přívody na minimum. Tak je celý atenuátor kompaktní a funguje na pracovních kmitočtech s dostatečnou přesností. Přepážka, umístěná na desce s plošnými spoji, slouží kromě toho, že nese R_{13} a P_1 ještě k tomu, že „odstiňuje“ výstupní obvody



Obr. 69. Deska s plošnými spoji rozmitače (M230)

rozmitače od vlastního multivibrátoru, čímž se zabráňuje pronikání vln energie na výstup přímo z multivibrátoru při velkých útlumech výstupního děliče.

Uvedení do chodu

Uvedení do chodu celého rozmitače je velmi jednoduché. Nejprve zkontrolujeme, kmitá-li oscilátor. Nekmitá-li, zkontrolujeme, zda není chyba v zapojení a je-li napětí na bázi tranzistoru T_1 v rozmezí zhruba 3 až 4 V. Pak přepneme multivibrátor do polohy 455 kHz a zkontrolujeme, zda můžeme potenciometrem R_3 nastavit výstupní signál v rozmezí přibližně 450 až 470 kHz, což je rozmezí, v němž pracuje většina mezifrekvenčních zesilovačů. Pokud tomu tak není, snažíme se změnou kapacity kondenzátoru C_6 (případně též odporů R_4 a R_6) nastavit kmitočet tak, aby ho bylo možno nastavit potenciometrem R_3 na 450 až 470 kHz při napětí báze tranzistoru T_1 v rozmezí 3 až 4 V. Za těchto pracovních podmínek totiž multivibrátor spolehlivě kmitá a změna kmitočtu v závislosti na napětí je lineární. Je-li nastaven multivibrátor na kmitočet 455 kHz, přikročíme k jeho nastavení na kmitočet 10,7 MHz. Tam nastavujeme střední kmitočet kondenzátorem C_4 . Pokud by nebylo možno nastavit kmitočet tímto trimrem, změníme kapacitu kondenzátoru C_3 podle toho, na jakém kmitočtu multivibrátor skutečně kmitá.

Jsou-li nastaveny střední kmitočty, zbývá nastavit kmitočtový zdvih. Pro AM je nejvhodnější zdvih asi 30 kHz, pro FM asi 1 MHz. Zdvih nejlépe nastavíme tak, že změříme, jaký rozdíl napětí je třeba pro změnu kmitočtu, která se rovná kmitočtovému zdvihu a toto napětí pak nastavíme na běžící potenciometru R_2 , popř. R_3 , jako špičkovou velikost napětí pilovitého průběhu. Ve vzorku rozmitače, popsaného v tomto článku, bylo např. potřebné napětí na kmitočtu 10,7 MHz asi 0,5 V.

Na závěr tohoto popisu ještě upozornění: multivibrátor je třeba poměrně dobře stínit, v závislosti kmitočtu na přiblížení ruky si v něm nezadá s oscilátory LC. Ze stejného důvodu je třeba, aby příklady k přepínači P_1 i k potenciometru R_3 byly co nejkratší. I to je jeden z důvodů instalace přepážky na desce s plošnými spoji. Při používání tohoto rozmitače je třeba mít na paměti, že jeho výstupní signál má přibližně pravouhlý průběh, který obsahuje značné množství harmonických kmitočtů. Proto např. nastavujeme-li mezifrekvenční zesilovač v již hotovém přijímači, nezapomeneme vyřadit z činnosti oscilátor přijímače, aby některá z harmonických, která spadá do pásma přijímaných kmitočtů, nekreslila měření.

Seznam literatury

- [9] Tauš, W.: Osciloskop. SNTL: Praha 1974.
- [10] AR 8/1970.
- [11] Wireless World, květen 1975.
- [12] AR 3/1963.
- [13] Vachala, V.; Křišťan, L.: Oscilátory a generátory. SNTL: Praha 1974.
- [14] Markus, J.: Electronic circuits manual. Mc Graw Hill: New York 1971.
- [15] Markus, J.: Guidebook of electronic circuits. Mc Graw Hill: New York 1974.
- [16] AR 2/1967.
- [17] Sdělovací technika 1/1977.
- [18] AR 5/1974.

Integrované monostabilní klopné obvody a jejich aplikace

V poslední době se zásluhou pracovníků obchodního podniku TESLA z oddělení dovozu součástek dostávají do rukou československých elektroniků polovodičové součástky, dovezené od obchodních partnerů ze země RVHP. Jedná se o lineární i číslicové integrované obvody, různé druhy tranzistorů, luminiscenční diody a displeje a další speciální elektronické součástky. V převážné většině se jedná o prvky, které se v ČSSR nevyrábějí, což významně rozšiřuje možnosti konstruktérů elektronických obvodů a zařízení.

Díky aktivitě pracovníků vzorové prodejny TESLA v Pardubicích se některé z dovážených součástek dostávají i do maloobchodní sítě a tím jsou dostupné i amatérské veřejnosti. Je tedy prospěšné, budeme-li věnovat dováženým součástkám určitou po-

zornost a trochu místa i na stránkách našeho časopisu. Příkladem zajímavých a velmi užitečných součástek jsou monostabilní klopné obvody UCY74121 a UCY74123, dovážené z PLR. Oba číslicové integrované obvody patří do rodiny obvodů TTL a jsou plně ekvivalentní obvodům SN74121 a SN74123 původního výrobce (Texas Instruments).

Popis obvodu UCY74121

Integrovaný obvod UCY74121 (obr. 70) je monostabilní klopný obvod, reagující na spouštěcí signál tím, že vytvoří impuls s přesně definovanou dobou trvání. K tomu je vybaven třemi vstupy pro spouštění (A_1 , A_2 , B), dvěma výstupy Q a \bar{Q} a dále vstupy pro připojení časovacího obvodu (označený X , Y , Z). Výstupy Q a \bar{Q} obvodu jsou vždy vzájemně opačné. V klidovém stavu je na Q úroveň log. 0 a na \bar{Q} log. 1. Po příchodu spouštěcího impulsu přejde výstup Q na log. 1, tato úroveň na něm bude po dobu, určenou časovou konstantou časovacích prvků (odporu R a kondenzátoru C). Časovací kondenzátor se připojuje vždy mezi vývody X a Y , jde-li o elektrolytický kondenzátor, pak musí být připojen kladným pólem na vývod Y . Kapacita kondenzátoru je shora ohraničena kapacitou 1000 μF , dolní hranice je nulová (kondenzátor je ze zapojení vypuštěn).

Externí časovací odpor připojujeme mezi vstup X a napájecí napětí +5 V (obr. 71). Jeho odpor musí být v rozmezí od 1,4 k Ω do 40 k Ω . Ve struktuře obvodu je již zabudován vnitřní časovací odpor přibližně 2 k Ω . Tento odpor je jedním koncem připojen k vývodu X a druhým koncem k vývodu Z . Do časovacího okruhu jej zařadíme, propojíme-li vzájemně svorku Z se svorkou napájecího napětí +5 V (obr. 72). Rovněž můžeme mezi tyto svorky zapojit větší odpor a potom se celkový časovací odpor bude rovnat součtu odporu vnitřního a vnějšího.

Doba trvání generovaného impulsu je dána časovacími prvky. Můžeme ji vypočítat z jednoduchého přibližného vztahu

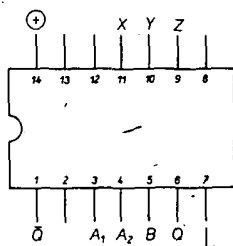
$$t = 0,7RC \quad [s; \Omega, F] \quad (1).$$

Při použití vnitřního odporu a při vynechání kondenzátoru (obvod tedy pracuje bez vnějších součástek pouze s využitím parazitních kapacit) je doba trvání impulsu na výstupu kolem 40 ns. Nejdelší impuls (téměř 30 s) dostaneme při použití externích časovacích prvků, jejichž hodnoty budou na horní hranici uvedených rozsahů.

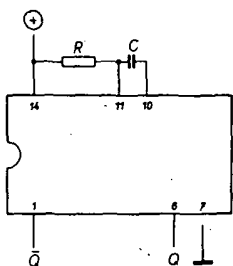
Zbývá nám ještě vysvětlit způsob spouštění (nahazování). K tomuto účelu je obvod vybaven svorkami A_1 , A_2 a B . Svorka B je určena pro „nahazování“ monostabilního klopného obvodu signálem s malou strmostí hrany impulsu (minimálně však 1 V/s). Proto je uvnitř struktury obsažen Schmittův klopný obvod, reagující na přechod z úrovně log. 0 na úroveň log. 1. Monostabilní obvod je nahozen v okamžiku, kdy ovládací signál překračuje úroveň přibližně 1,5 až 1,6 V. Podmínkou ovšem je, aby alespoň na jednom z obou vstupů A_1 , A_2 byla úroveň log. 0.

Při ovládání klopného obvodu přes vstupy A_1 a A_2 musí být naopak na vstupu B úroveň log. 1 – obvod se „nahodí“, přejde-li alespoň jeden ze vstupů A_1 , A_2 (na nichž je úroveň log. 1) na úroveň log. 0.

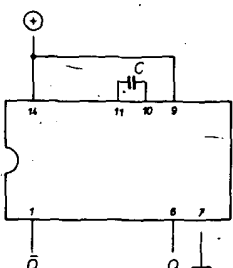
Charakteristickou vlastností monostabilního klopného obvodu UCY74121 je, že byl-li jednou aktivován (nahazen), pak po dobu trvání generovaného impulsu nemá další dění na ovládacích vstupech A_1 , A_2 a B žádný vliv na průběh započatého cyklu (na rozdíl od jiného typu podobného obvodu). Nakonec si připomeňme, že obvod je účinně kompenzován pro dosažení co nejmenší závislosti doby trvání výstupního impulsu na změnách teploty a napájecího napětí.



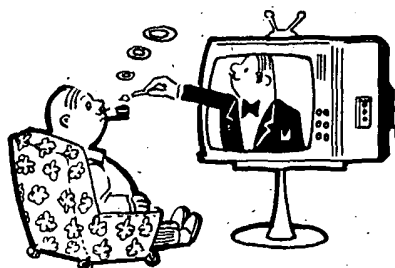
Obr. 70. Zapojení vývodů obvodu UCY74121



Obr. 71. Připojení časovacích prvků k UCY74121



Obr. 72. Jiný způsob připojení časovacích prvků



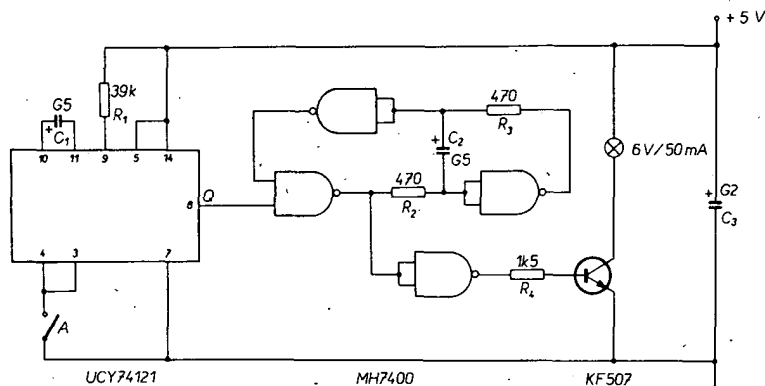
Aplikace integrovaného obvodu UCY74121

Výstražné zařízení

Na obr. 73 je schéma zapojení, kterého lze výhodně využít při realizaci výstražných zařízení pro nejrůznější účely. Obvod se vyznačuje tím, že je-li uveden do činnosti, začne produkovat po určitou dobu světelné impulsy, po uplynutí této doby se opět uvede do klidu, přitom je však opět připraven reagovat stejným způsobem na další vnější podnět.

Celé zapojení se skládá ze dvou klopných obvodů. První je monostabilní, který je v klidu vždy v pohotovostní poloze a je

Pro uvedený příklad použití je třeba nahradit žárovkou vinutím relé se dvěma spínacími kontakty. Jeden spínací kontakt zapojíme paralelně ke spínací klaksonu, druhý paralelně ke spínací dálkových světel (tzv. světelné houkačky). Při výběru vhodného relé musíme mít na paměti, že oba jím připojované spotřebiče odebírají poměrně velký proud; v případě potřeby zlepšíme buzení vinutí relé dvěma tranzistory v Darlingtonově zapojení. Paralelně k vinutí relé připojíme diodu, omezující napětovou špičku záporné polaroty při vypnutí tranzistoru. Zapojení je třeba dále doplnit obvodem pro úpravu napájecího napětí. Rozsah potřebných úprav je patrný z obr. 74.



Obr. 73. Poplašné zařízení

spouštěn vnějším signálem. Tento klopný obvod ovládá svým výstupem činnost následujícího astabilního klopného obvodu, který potom přes vhodné spínací obvody spouští příslušné poplašné zařízení (akustické, optické apod.).

Monostabilní klopný obvod je tvořen číselným integrovaným obvodem UCY74121, který je vyráběn právě pro tyto a podobné účely. V okamžiku zkratování vstupu A na zem přejde výstup Q obvodu UCY74121 na úroveň log. 1 a v tomto stavu setrvá po dobu, určenou kapacitou kondenzátoru C_1 a odporem R_1 , a to bez ohledu na to, co se děje na vstupu A.

Další částí zapojení je astabilní multivibrátor, sestavený ze součinných hradel integrovaného obvodu MH7400. Tento multivibrátor je startován s příchodem úrovně log. 1 na výstup Q obvodu UCY74121 a při log. 0 se znovu zablokuje. Na výstupu astabilního klopného obvodu je v klidovém stavu vždy úroveň log. 0, takže tranzistor T_1 na výstupu celého zapojení je v nevodivém stavu a žárovka, zapojená v obvodu kolektoru, nesvítí. Po zkratu na vstupu A vyšle tedy astabilní multivibrátor sérii impulsů, což se projeví několikerým bliknutím indikační žárovky. Počet záblesků je určen poměrem již zmíněné „doby kyvu“ monostabilního klopného obvodu a doby jednoho cyklu astabilního multivibrátoru.

Možnosti využití takového výstražného obvodu jsou jistě velmi široké. Za všechny si však uvedeme jednu, která se zdá zvlášť příhodná. Značný počet motoristů se zabývá úvahami a pokusy, jak zabezpečit osobní automobil před odcizením. Je známo, že ta zařízení, která na vniknutí nepovolané osoby reagují tím, že uvedou do činnosti klakson, případně i světla, jsou velmi účinná, neboť prakticky vždy přinutí lupiče k tomu, aby se od takového vozu co nejrychleji vzdálil (a vyhlédl si případně nějakou méně se vzpouzející „oběť“).

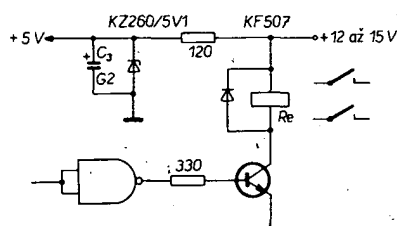
Bohužel jsou však taková zařízení v rozporu s nařízeními příslušných předpisů, podle nichž musí být poplašné systémy konstruovány tak, aby jejich činnost do 30 sekund ustala. V tomto směru zde uvedená zapojení právě vyhovuje.

Astabilní multivibrátor

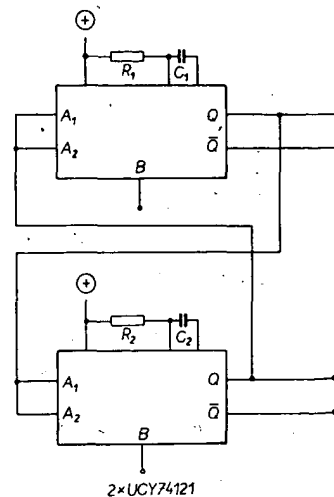
Využitím dvou kusů integrovaných obvodů UCY74121 lze sestavit astabilní multivibrátor se specifickými vlastnostmi. Mezi jeho přednosti patří velmi dobrá stabilita časových parametrů generovaných impulsů, možnost nezávisle nastavit časy obou fází jednoho cyklu ve velmi širokých mezích a také bohatý rejstřík možností ovládání činnosti takového generátoru (startování a blokování činnosti v předem definovaných stavech).

Jednoduchý příklad základního uspořádání obvodu vidíme na obr. 75. Oba obvody jsou vzájemně propojeny tak, že jeden obvod spouští vždy druhý, a to na konci vlastního cyklu. K vazbám jsou využity ovládací vstupy A (A_1 spojeno paralelně s A_2), takže vstupy B jsou volné a lze je použít k řízení činnosti obvodu z dalších míst. Je evidentní, že kmitočet takového generátoru je nepřímou úměrou součtu dob trvání výstupních impulsů obou monostabilních klopných obvodů. Amplituda generovaného signálu pravouhlého (obdélkovitého) průběhu je dána rozdílem obou logických úrovní. Tento signál můžeme odebrat z kteréhokoli ze čtyř výstupů (dvakrát Q a dvakrát \bar{Q}) při respektování zatěžovacích podmínek, přičemž vždy dva signály jsou soufázové a jejich fáze je opačná vzhledem ke zbývajícím dvěma signálům.

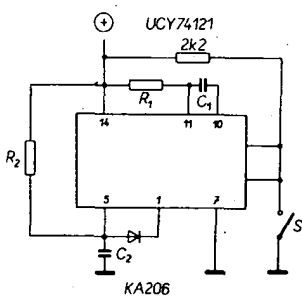
Jiné zapojení astabilního multivibrátoru s použitím pouze jednoho obvodu



Obr. 74. Úprava zapojení poplašného zařízení pro automobil. Dioda = KA 501



Obr. 75. Multivibrátor se dvěma UCY74121



Obr. 76. Multivibrátor s jedním UCY74121

UCY74121 (obr. 76) je sice úspornější, avšak za cenu určitého zhoršení stability kmitočtu. Je to dáno tím, že v jedné fázi cyklu tvoří časovací obvod R_2C_2 člen, připojený na vstup B, který je vlastně vstupem ve strukturu obsaženého logického členu (hradla). Práhová překlápěcí úroveň má určitou teplotní závislost a touto závislostí bude tedy poznamenána i doba trvání příslušné fáze každého cyklu a tím i kmitočet takto vytvořeného generátoru. Poznamenejme ještě, že v tomto případě bude rovněž zhoršena i stabilita kmitočtu ve vztahu ke změnám napájecího napětí.

Rozborem vnitřního zapojení integrovaného obvodu UCY74121 bychom došli k tomu, že již ve struktuře je mezi vstup B a kladnou napájecí svorku zapojen odpor řádu jednotek $k\Omega$, takže R_2 můžeme ze zapojení vypustit (v případě potřeby můžeme však jeho použitím „doladit“ přesně dobu trvání příslušného impulsu).

Pro výpočet doby trvání impulsu ve fázi, ovlivněné členem R_1C_1 , platí vztah (1), uvedený již dříve (str. 188). Použijeme-li ve druhém časovacím obvodu pouze vnitřní odpor (R_2 bude vynechán), potom platí, že druhá fáze cyklu generátoru podle obr. 76 proběhne za dobu t_2

$$t_2 = 1,2 C_1 \quad [\text{ms}; \mu\text{F}] \quad (2).$$

Vliv vnějšího odporu R_2 můžeme odhadnout tak, že vyjdeme z předpokladu, že je zapojen paralelně k vnitřnímu odporu a že tedy zmenšuje jeho velikost.

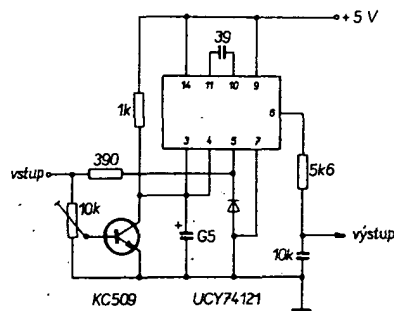
Při seřizování generátoru potom stačí zkusmo vyhledat kondenzátor C_2 s takovou kapacitou, při níž je příslušná fáze cyklu o něco delší než žádaná, potom nastavením trimru, zapojeného místo R_2 přesně generátor doladit a nakonec nahradit trimr odpor-

rem odpovídající velikosti. Činnost generátorů řídíme signály na vstupech A_1 a A_2 . Bude-li na obou vstupech úroveň log. 1, zůstává generátor zablokován. Do činnosti jej uvedeme přivedením úrovně log. 0 (zem) alespoň na jeden z obou vstupů A_1 , A_2 .

Přitom se generátor vždy zastaví v definovaném stavu, kdy na výstupu Q je log. 0. Po odstartování začne činnost vždy stavem, při němž je na výstupu Q úroveň log. 1. To je okolnost, která může být pro některé aplikace zvláště výhodná.

Detektor signálů FM

Vlastnosti UCY74121 dávají tomuto obvodu možnost uplatnit se v přijímači kmitočtové modulovaných signálů a sice v obvodu tzv. počítacího detektoru (obr. 77). Mono-



Obr. 77. Zapojení detektoru FM.
Dioda = KA206

stabilní klopný obvod je spouštěn signálem, priváděným z mf zesilovače a generuje impulsy šířky přibližně 50 ns. Impulsy se integrují na výstupním členu R_1C_1 , který zároveň tvoří obvod deemfáze. Bude-li se (vlivem kmitočtové modulace) měnit kmitočet vstupního signálu, pak se bude měnit i napětí, naintegrované na kondenzátoru C_1 . Při vyšším kmitočtu vstupního signálu bude napětí na C_1 větší a naopak. Pokud potřebujeme detektor s obrácenou charakteristikou, stačí, přemístíme-li výstupní člen R_1C_1 do výstupu Q obvodu 74121.

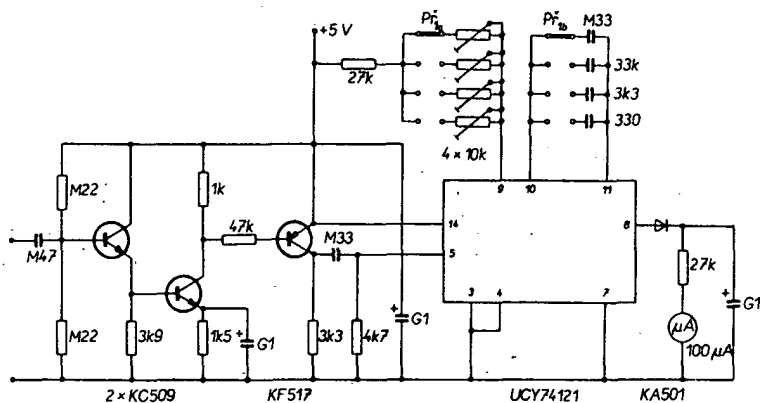
Princip činnosti je založen na tom, že monostabilní klopný obvod generuje impulsy stále stejné šířky. Budeme-li měnit kmitočet spouštěcího signálu, musí se měnit i střída napětí na výstupu a tedy i velikost napětí, integrovaného na kondenzátoru C_1 .

Pro zachování dobrých vlastností detektoru (kmitočtový průběh a linearita) je třeba, aby vstupní odpor následujících obvodů byl větší než 50 kΩ. Principem činnosti je tento obvod vlastně speciálním druhem měřiče kmitočtu. Na podobném principu pracuje i zapojení, které si ukážeme jako další příklad aplikace obvodu UCY74121.

Měřič kmitočtu (obr. 78)

Tento obvod je vhodný k měření kmitočtu v poměrně širokém rozsahu. Obsahuje vstupní předzesilovač, který zesílí a omezí vstupní signál. Upraveným signálem se řídí činnost monostabilního klopného obvodu UCY74121, na jehož výstupu je zapojen integrační obvod a ručkové měřidlo, jehož výchylka je přímo úměrná kmitočtu přivedeného signálu.

Na vstupu předzesilovače je zapojen emitorový sledovač, který zajišťuje přístroji vstupní odpor přibližně 100 kΩ. Následují dva stupně v zapojení se společným emito-



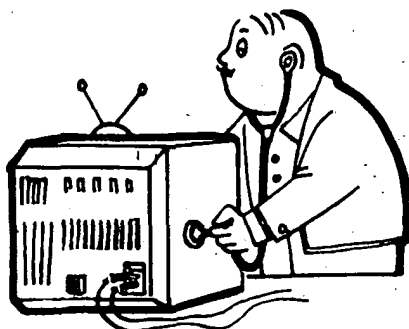
Obr. 78. Zapojení měřiče kmitočtu

rem s doplňkovými tranzistory, které mají celkově dostatečné zesílení, takže pro spolehlivou činnost zapojení stačí, má-li měřený signál amplitudu alespoň 25 mV. Celý předzesilovač je stejnosměrně vázan, proto je třeba věnovat pozornost jeho správnému nastavení. V klidu by mělo být na kolektoru T_3 napětí v mezích 0,5 až 1,5 V. Zapojení serizujeme změnou R_1 , R_2 případně i R_3 .

Monostabilní klopný obvod je spouštěn prostřednictvím vstupu B, do něhož se přivádí signál z kolektoru T_3 . Měřicí rozsahy se mění dekadicky přepínáním časovacích kondenzátorů. Časovací odpor je zapojen tak, že je jeden společný pro všechny rozsahy, ale v sérii s ním se přepínají čtyři odporové trimry, s jejichž pomocí zkalibruje přesně každý rozsah zvlášť. Nespornou výhodou tohoto způsobu řešení je skutečnost, že není nutné použít časovací kondenzátory přesných kapacit. Vstupní impulsy konstantní šířky (při určitém zvoleném rozsahu) a proměnné opakovací doby se z výstupu monostabilního obvodu zavádějí přes diodu na integrační kondenzátor, napětí na tomto kondenzátoru se měří ručkovým měřidlem se základní citlivostí 100 μ A. Principiálně by bylo možno použít i měřidlo s jinou citlivostí, ale potom by bylo třeba úměrně zmenšit (při menší citlivosti měřidla) odpor, zapojený do série s měřidlem.

Měřiče kmitočtu lze přímo využít jako otáčkoměr, postaráme-li se o vhodný snímač otáček rotujícího předmětu. Může to být snímač nejen magnetický a optický, ale i mechanický.

Chceme-li obvod použít k postavení otáčkoměru pro automobil, musíme nejen překalibrovat stupnici, ale hlavně se postarat o kvalitu řídicího signálu (pokud jej budeme odebírat z kontaktů přerušovače zapalování). V takovém případě je vhodné vypustit vstupní předzesilovač a nahradit jej filtrem, který dostatečně potlačí rušivé impulsy, vznikající na kontaktech přerušovače v důsledku velmi nepříznivého zatížení zapalovací cívky, znečištění apod. V tomto směru jsou podstatně příznivější podmínky u vozů, vybavených elektronickým zapalovacím zařízením.



Optický systém je z hlediska kvality poskytnutého signálu mnohem dokonalejší, ale jeho nevýhodou jsou poměrně pracné úpravy, navíc je třeba světelný zdroj i čidlo udržovat stále čisté, což v motorovém prostoru automobilu není tak jednoduché.

Perspektivní se zdá být systém magnetický (založený na působení malého trvalého magnetu, upevněného na řemenici u klikového hřídele motoru, na cívku, umístěnou v těsné blízkosti dráhy rotujícího magnetu), který není tak realizačně náročný a přitom poskytuje signál vyhovující kvality.

Měřič kapacit

Běžná radioamatérská praxe nutí zájemce o tuto činnost využívat často součástek, u nichž nelze zaručit kvalitativní nebo kvantitativní parametry. Jsou to součástky nestandardní, inkurantní, použité atd. Pochybnosti a ztráta důvěry k součástce může být vyvolána známkami použití (pájené nebo zkrácené přívody), zjevnou zastaralostí nebo někdy jen chybějícími (setřenými) údaji o typu a hodnotě apod. Jedinou pomoc poskytnete v takovém případě měřič, kterým si vlastnosti součástky ověříme a tím umožníme její využitelnost. Aby byl takový měřič ekonomický, nesmí být příliš nákladný, což předem vylučuje tovární měřicí přístroje.

Nejběžnějšími pasivními součástkami jsou odpory a kondenzátory. U odporů není problém tak palčivý, protože radioamater většinou bývá vybaven nějakým základním měřidlem, které bývá často s ohmmetrem kombinováno nebo si pomůžeme využitím znalosti Ohmova zákona.

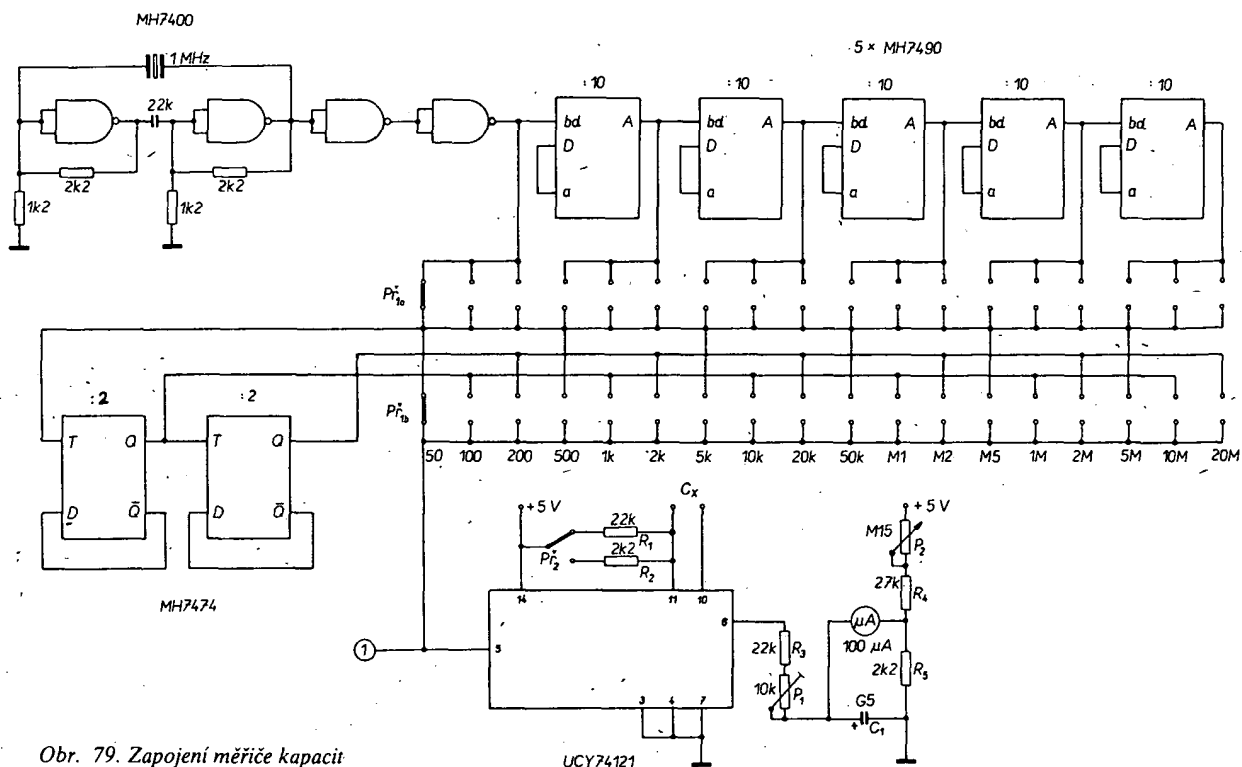
S kondenzátory je to horší, protože i ty nejprostší můstkové nebo rezonanční měřiče kapacit jsou pro rozsahy např. šest řádů dosti obtížné realizovatelné.

Dále popisovaný měřič kapacit má v principu mnoho společného s měřičem kmitočtu, popsáním v předchozí stati. Opakný je však způsob vyhodnocování, neboť v tomto případě je monostabilní klopný obvod spouštěn (ve zvoleném rozsahu) impulsy s konstantním kmitočtem, a protože se mění kapacita časovacího (měřeného) kondenzátoru, mění se i šířka výstupních impulsů.

Šířka impulsů se opět vyhodnocuje ručkovým měřidlem s lineární stupnicí, na které můžeme přímo číst kapacitu měřeného kondenzátoru.

Zapojení měřiče kapacit, jehož schéma je na obr. 79, můžeme rozdělit zhruba do tří hlavních částí.

První částí je generátor spouštěcího signálu s obvody přepínání rozsahů. Druhou částí je vlastní monostabilní klopný obvod, obsahující rovněž nutné kompenzační obvody pro potlačení nežádoucích zbytkových napětí. Třetí částí jsou pak obvody zdroje potřebné-



Obr. 79. Zapojení měřiče kapacit

ho napájecího napětí. V dalším si postupně probereme detaily uvedených částí měřiče kapacit.

Generátor spouštěcího signálu se skládá z kmitočtové stabilního oscilátoru a sady děliček, jejichž postupným zařazováním můžeme dělit základní kmitočet v předem stanovených poměrech. Dělicí poměry byly stanoveny s ohledem na dostupné děliče kmitočtu, na stupnice běžně prodávaných měřidel a v úvahu byla zahrnuta i otázka vhodného přepínače. Předkládané řešení je určitým kompromisem, které si může snadno každý upravit podle svých materiálních možností. Zvolená posloupnost dělicích poměrů (a tím i poměrů jednotlivých rozsahů) v řadě 1 : 2 : 5 : 10 : 20 atd. umožňuje přehledně číst údaje na jednoduché stodílkové stupnici, která je u ručkových měřidel dosti obvyklá, kromě toho lze tyto dělicí poměry snadno realizovat běžně dostupnými číslicovými integrovanými obvody. Nevýhodou tohoto způsobu je především to, že při širším měřicím oboru musí mít přepínač rozsahů velký počet kontaktů. Naproti tomu však získáváme výhodu jemnějšího odstupňování rozsahů a možnost přesnějšího čtení kapacity měřeného kondenzátoru.

Z tohoto hlediska rovněž dobře vyhovuje přepínání rozsahů v poměru 1 : 3 : 10 : 30 atd., k němuž lze poměrně snadno realizovat i vhodný dělič, ale předpokládá to použití měřidlo se dvěma stupnicemi (tricetidílkovou a stodílkovou), které se na trhu běžně nevyskytuje. Nyní se vrátíme k základnímu oscilátoru. Jeho kvalita se přímo úměrně promítá do kvality celého měřiče kapacit, protože určité kolísání kmitočtu výstupního napětí se projeví ve stejném poměru v chybách údaje kapacity měřeného kondenzátoru. Přitom na absolutní velikosti kmitočtu záleží jen velmi málo; použitý kmitočet byl zvolen pouze pro získání přijatelné středy signálu na výstupu monostabilního klopného obvodu.

S ohledem na reálné možnosti čtení na ručkovém měřidle bude zcela postačující, zaručíme-li za všech okolností přesnost kmitočtu oscilátoru v toleranci asi 1 %. To je požadavek, který lze splnit jistě několika způsoby, ale při použití oscilátoru stabilizovaného krystalem se velmi snadno zbavíme

všech starostí. Pro náš účel se nabízí možnost využít výprodejní krystaly s rezonančním kmitočtem kolem 1 MHz.

Bude-li kmitočet řídicího oscilátoru poněkud vyšší nebo nižší, změní se pouze nastavení odporového trimru P_1 , kterým se nastavuje citlivost všech rozsahů najednou. Prakticky lze beze změn zapojení použít krystaly v rozmezí od devíti set do jedenácti set kHz. Bude-li odchylka rezonančního kmitočtu větší, pak bude patrně třeba změnit odpor R_3 , případně také R_4 . K přepínání rozsahů se používá dvousegmentový osmáctipolový přepínač. Můžeme použít buď řadič TESLA staršího typu, nebo moderní přepínač WK 533 51 z výroby n. p. TESLA Jihlava. Jinou možností je kombinovat celkem osm tlačítkových přepínačů Isostat, z nichž šest volí dělicí poměr po dekádách a zbývající dva volí dodatečné dělení dvěma a čtyřmi. Rozsahy se tedy přepínají volbou celkového dělicího poměru, v němž se zmenší kmitočet základního oscilátoru.

Při měření na prvním (nejnižším) rozsahu se při měření používá přímo kmitočet oscilátoru, tj. 1 MHz. Pro druhý rozsah se tento kmitočet dělí dvěma, takže se měří při kmitočtu 500 kHz. U třetího rozsahu se kmitočet základního oscilátoru dělí v obou přídavných dělicích (celkem čtyřmi) a měření probíhá při kmitočtu 250 kHz. U čtvrtého rozsahu se oba přídavné děliče vyřadí, ale zapojí se první dělič deseti. Měřicí kmitočet je tedy 100 kHz. Při pátém rozsahu se opět přiřadí přídavný dělič dvěma a tímto způsobem se postupně řadí všech osmnácti měřicích rozsahů. Měřicím kmitočtem rozumíme zde kmitočet signálu, kterým se spouští monostabilní klopný obvod UCY74121. Jednotlivé měřicí rozsahy na sebe navazují v přesných násobcích, které jsou odstupňovány stejně, jako měřicí kmitočty. Kmitočtu 1 MHz odpovídá základní rozsah přístroje, který je 50 pF na plnou výchylku ručky měřidla. Další rozsahy jsou 100, 200, 500 pF, dále 1 nF, 2 nF, 5 nF atd. až k poslednímu rozsahu, na němž lze měřit kondenzátory do 20 μ F (na plnou výchylku ručky měřidla). Obvody monostabilního klopného obvodu jsou navrženy a vypočítány tak, aby při plném rozsahu (tedy měřený kondenzátor má kapacitu shodnou se jmenovitou velikostí zařazeného

rozsahu) byla šířka generovaného impulsu na kterémkoli rozsahu maximálně rovna asi třem čtvrtinám periody měřicího signálu. Prakticky to znamená, že např. na rozsahu 50 pF, kde se používá měřicí kmitočet 1 MHz (perioda 1 μ s) bude šířka T generovaného impulsu na výstupu obvodu UCY74121 rovna

$$T \approx 0,7 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \approx 0,77 \mu s.$$

Při výpočtu jsme počítali s tím, že v časovacích obvodech UCY74121 je zapojen odpor R_1 , 22 k Ω . Bude-li však po přepnutí P_2 zařazen desetkrát menší odpor R_2 , bude měřicí monostabilní klopný obvod generovat také desetkrát kratší impulsy, a proto bude také desetkrát menší výchylka ručky indikačního měřidla. Praktický přínos tohoto dodatečného přepínání rozsahů spočívá v tom, že všechny rozsahy platí i pro měření kondenzátorů desetkrát větší kapacity, takže v posledních třech plohách můžeme měřit kondenzátory do padesáti, sta a dvou set mikrofaradů.

Z toho ovšem zároveň vyplývají i požadavky na vlastnosti odporů R_1 a R_2 . Musí být především stabilní a musí být přesně v poměru 1 : 10. Na jejich absolutním odporu příliš nezáleží, protože odchylky budou vyrovnány při seřizování rozsahů trimrem P_1 . Tím jsme se dostali k obvodům, zapojeným v okruhu indikačního měřidla. O funkci P_1 a R_3 jsme se už vlastně zmínili. Určují proud, tekoucí měřidlem, takže nastavením P_1 kalibrujeme rozsahy – všechny najednou. Kondenzátor C_1 potlačuje kmitání ručky měřidla při měření na rozsazích, na nichž se využívá nejnižších měřicích kmitočtů (největší kapacity měřených kondenzátorů).

Obvod z potenciometru P_2 a odporu R_4 a R_5 slouží ke kompenzaci nuly měřidla, která se při přepínání, hlavně u nejnižších rozsahů, poněkud mění. Nenulová výchylka měřidla při zcela „otevřených“ měřicích svorkách C_1 (tj. bez jakéhokoli kondenzátoru) je způsobena dvěma vlivy. V první řadě je to napětí, přítomné na výstupu Q obvodu UCY74121 v době, kdy je na tomto výstupu

úroveň log. 0. Toto napětí v praxi mívá velikost kolem desetin voltu, což již dává rušivě působící výchylku ručky měřidla. Tato výchylka je však na všech rozsazích prakticky stejná, takže by bylo možné kompenzovat ji případně šroubkem pro nastavení mechanické ručky měřidla. Poněkud nepříjemnější je vliv parazitních kapacit, obsažených částečně v samotném integrovaném obvodu UCY74121 a částečně vytvořených vzájemnou kapacitou měřicích zdířek a přívodů k nim. Tyto kapacity přístroj pochopitelně měří rovněž, a proto způsobuje výchylku, která se mění s nastaveným rozsahem. Je zřejmé, že jejich vliv bude nejvíce patrný na nejnižších rozsazích. Na prvním rozsahu může (podle uspořádání zdířek a přívodů k nim) vzniknout v nekompenzovaném stavu výchylka ručky až asi 20 % z délky stupnice. Čím je tato výchylka větší, tím se hůře kompenzuje a přináší další nepříznivé jevy. Proto se snažíme udržet montážní kapacity co nejmenší. Prakticky je vliv parazitních kapacit patrný pouze na prvních čtyřech rozsazích, na rozsazích vyšších je nepostřehnutelný.

Bylo by rovněž možné celý kompenzační obvod vypustit. Potom se nulová výchylka ručky nastaví na některém z vyšších rozsahů (ovládacím šroubkem mechanické korekce měřidla) a na nejnižších rozsazích budeme kapacitu měřeného kondenzátoru určovat jako rozdíl údajů měřidla s připojeným měřeným kondenzátorem a bez něho (při „otevřených“ měřicích zdířkách).

Napájecí zdroj

K napájení obvodů měřice kondenzátorů je třeba použít stabilizovaný zdroj napětí 5 V. Aby se vlivem kolísání napájecího napětí nezhoršovala přesnost přístroje, je třeba, aby napětí napájecího zdroje bylo dlouhodobě a teplotně stálé v toleranci přibližně 1 %. Generátor i děliče měřicího kmitočtu by sice připouštěly kolísání podstatně větší a samotný monostabilní klopný obvod je rovněž řešen tak, aby doba trvání generovaného impulsu byla co nejmenší závislá na změnách napájecího napětí. Kritická situace je dána tím, že výchylka ručky indikačního měřidla je přímo závislá nejen na šířce generovaného impulsu, ale také na jeho amplitudě, která se se změnami napájecího napětí obvodu pochopitelně mění též.

Z těchto důvodů bylo pro napájení využito stabilizovaného zdroje, osazeného monolitickým integrovaným stabilizátorem typu MAA723H v běžném zapojení. Tento zdroj je spolu se síťovým transformátorem, usměrňovačem a filtrem umístěn ve zvláštní bakelitové krabičce B6 (zdroj využívám ke všeobecným účelům). Zapojení zdroje včetně nákresu desičky plošných spojů bylo převzato z AR řady B, č. 4/76, kde čtenáři najdou všechny potřebné informace.

Stavba měřice

Celý měřič byl zapojen na univerzální desce s plošnými spoji a vestažen do bakelitové krabičky B6, což bylo umožněno především tím, že napájecí zdroj není součástí přístroje. Jediným kritickým místem jsou přívody k měřicím zdířkám, které děláme co nejkratší a co nejdále od sebe – důvody k tomu jsme si již objasnili. Stavbu zahájíme zapojením krystalem řízeného oscilátoru. Po kontrole jeho funkce zapojíme všechny děliče a propojíme též přepínač P_1 . Potom opět zkontrolujeme (osciloskopem nebo čítačem)

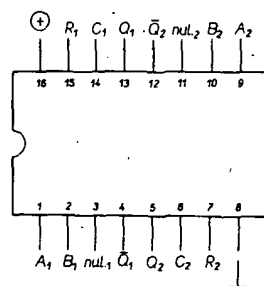
kmitočet v měřicím bodu I na všech rozsazích, zda se snižuje ve dříve uvedených poměrech od 1 MHz až do 0,2 Hz. Teprve potom zapojíme na desce součástky monostabilního klopného obvodu a indikační měřidlo.

Kalibrace měřice

K tomuto účelu si opatříme přesný kondenzátor, jehož kapacita bude buď rovna nebo velmi blízká jmenovité kapacitě pro plnou výchylku ručky v rozsahu 1 nF až 5 μ F. Před připojením kondenzátoru k měřicím zdířkám nastavíme potenciometrem P_2 nulovou výchylku ručky indikačního měřidla a po připojení kalibračního kondenzátoru nastavíme potenciometrem P_1 plnou výchylku ručky (nebo výchylku úměrnou kapacitě kondenzátoru). Tyto dvě operace opakujeme dvakrát až třikrát, dokud je třeba výchylku poopravit. Přístroj se musí kalibrovat při takové velikosti napájecího napětí, jaká se bude používat při provozu přístroje. Tím je citlivost měřidla nastavena pro všechny rozsahy a přístroj je připraven k použití.

Popis obvodu UCY74123 a jeho aplikace

Integrovaný obvod UCY74123 je tvořen dvěma nezávislými systémy – dvěma monostabilními klopnými obvody, které jsou v jediném pouzdře z plastické hmoty se šestnácti vývody ve dvou řadách. Na obr. 80 je nakres-



Obr. 80. Zapojení vývodů obvodů UCY74123

leno, jak jsou vývody obvodu UCY74123 uspořádány. Způsob činnosti obvodu a jeho funkční možnosti jsou částečně podobné obvodu UCY74121, v některých detailech se poněkud liší, takže se oba obvody navzájem vhodně doplňují.

Podobně, jako je tomu u obvodu 74121, je obvod 74123 vybaven startovacími vstupy, komplementárními výstupy pro připojení časovacích prvků (odpor a kondenzátor). Dále budeme mluvit pouze o jednom z obou systémů monostabilních klopných obvodů, obsažených v jednom pouzdru UCY74123. Startovací vstupy jsou dva. Vstup A uvede obvod do činnosti, přejde-li napětí na něm z úrovně log. 1 na log. 0, přitom však na vstupu B musí být úroveň log. 1. Funkce startovacího vstupu B je opačná; to znamená, že obvod bude aktivován, přechází-li úroveň na tomto vstupu z log. 0 na log. 1 za přítomnosti úrovně log. 0 na vstupu A. Podmínkou pro uvedenou činnost startovacích vstupů je přítomnost úrovně log. 1 na nulovacím vstupu. Funkce nulovacího vstupu je nadřazena. Je-li na tomto vstupu úroveň log. 0, je blokována funkce startovacích vstupů a na výstupu Q je stále úroveň log. 0. Přejde-li úroveň na nulovacím vstupu z log. 1 na log. 0 v okamžiku, kdy je monostabilní obvod nastartován (na výstupu Q je úroveň log. 1), změni se zároveň i úroveň na výstupu Q na log. 0 (obvod se „shodí“). Pro charakte-

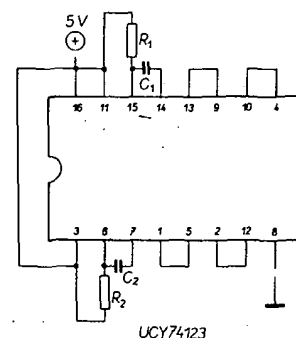
ristiku obvodu je velmi důležitá ta vlastnost, že je „znovustartovatelný“. Znamená to, že přijde-li na některý z jeho startovacích vstupů impuls v okamžiku, kdy je obvod ještě „nahozen“ od předchozího impulsu (na výstupu Q je dosud úroveň log. 1), pak obvod setrvá v tomto stavu ještě po dobu, určenou časovacími prvky a počítanou od okamžiku příchodu posledního startovacího impulsu. Prakticky to znamená, že při startování obvodu periodicky se opakujícími impulsy, jejichž časový rozestup je menší než doba kmitu obvodu (určená časovacími prvky) – bude obvod stále v „nahozeném“ stavu, z něhož se vrátí do výchozího stavu, až když se přeruší přísun startovacích impulsů.

Tak jako tomu bylo u obvodu UCY74121, platí i u tohoto obvodu některá omezení při volbě časovacích prvků. Časovací odpor se může měnit od 5 k Ω do 50 k Ω . Na kapacitu časovacího kondenzátoru se žádná omezení nevztahují. Vzhledem k parazitním kapacitám a konečným spínacím dobám tranzistorů, obsažených ve struktuře obvodu, je nejkratší možná doba kmitu asi 50 nanosekund – to je při odporu 5 k Ω a bez kondenzátoru.

V dalším textu si uvedeme některé příklady použití tohoto zajímavého integrovaného obvodu.

Astabilní klopný obvod

Astabilní multivibrátor (obr. 81), sestavený s použitím jednoho obvodu UCY74123, je velmi jednoduchý a přitom kvalitní. Díky konstrukci obvodu je doba trvání obou fází jednoho kmitu stálá (každou fázi tvoří jeden z obou systémů obvodu), a proto je stabilní i kmitočet celého multivibrátoru. Předností je i strmost náběžných a sestupných hran



Obr. 81. Multivibrátor s obvodem UCY74123

a také možnost dosáhnout středy až 1 : 10⁶. Při těchto výhodných vlastnostech je zapojení tohoto multivibrátoru jednodušší než klasického typu s tranzistory (přinejmenším obsahuje o dva odpory méně).

Oba systémy jsou propojeny tak, že se vzájemně „nahazují“ (při ukončení kmitu jednoho se jím nastartuje druhý). Doba kmitu je dána časovacími odpory a kondenzátory. V jedné fázi je

$$t_1 = 0,7 R_1 C_1,$$

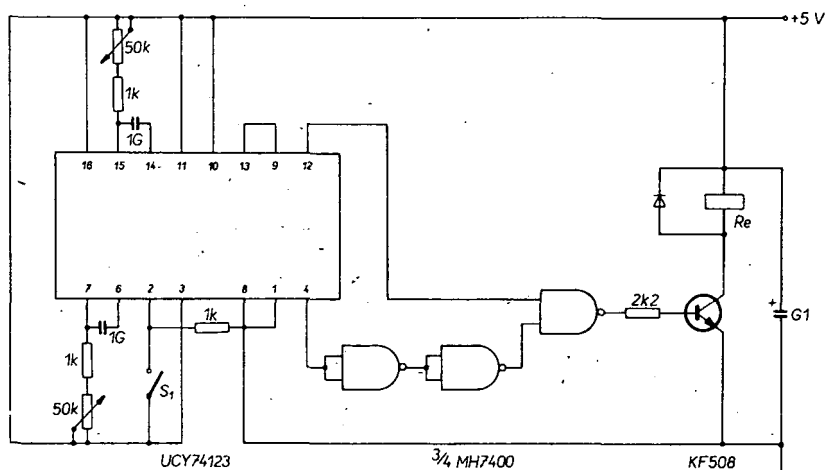
ve fázi druhé potom analogicky

$$t_2 = 0,7 R_2 C_2.$$

Použije-li se jako časovací kondenzátor elektrolytický kondenzátor, pak se připojuje kladným pólem k vývodu, který slouží k připojení časovacího odporu. Výstupní signál můžeme odebírat z kteréhokoli výstupu Q nebo \bar{Q} .

Časový spínač

Zapojení časového spínače, vhodného k řízení expozičních zařízení ve fotolaboratorii, je na obr. 82. Oba systémy obvodu UCY74123 jsou zapojeny tak, že se doby

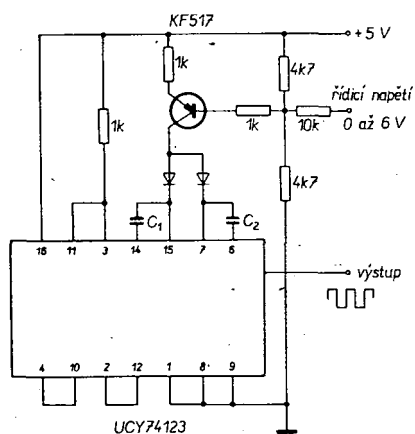


Obr. 82. Časový spínač pro fotokomoru. Dioda = KA 501

jejich výstupních impulsů sčítají. Celková doba je dána polohou běžců časovacích potenciometrů u obou částí obvodu a je nastavitelná přibližně od 1 do 100 sekund. Obvod se spouští stisknutím S_1 , kterým se „nahodí“, první monostabilní klopný obvod. Po skončení jeho cyklu se automaticky nastartuje druhý obvod. S ukončením jeho cyklu se zároveň ukončí i cyklus celého časového spínače. Výstupy obou obvodů (negované) se zavádějí do součinného hradla. Z první části obvodu se výstup vede ještě přes další dvě hradla (zapojená jako invertory), která svým zpožděním překlenou mezeru mezi koncem cyklu prvního obvodu. Výsledný signál řídí přes tranzistor činnost relé, které svými kontakty připojuje například zvětšovací přístroj k síťovému rozvodu.

Napětím řízený multivibrátor

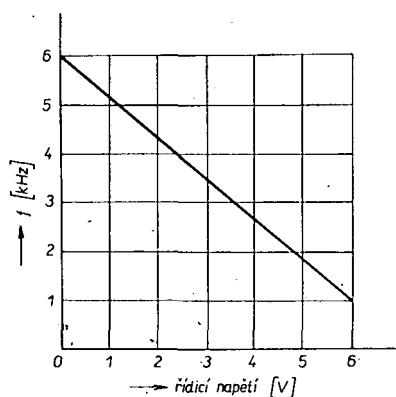
Nahradíme-li v zapojení multivibrátoru podle schématu na obr. 82 časovací odpory řízeným zdrojem proudu, získáme oscilátor, jehož kmitočet můžeme ovládat změnou řídicího napětí. Zapojení takového obvodu vidíme na obr. 83. Proudový zdroj osazený



Obr. 83. Napětím řízený oscilátor

tranzistorem o vodivosti p-n-p je ke vstupům obou monostabilních klopných obvodů připojen přes křemikové diody, které oddělují od proudového zdroje vždy ten z obou systémů UCY74123, který právě není v aktivní části svého cyklu, aby nerušil činnost systému druhého. Prakticky to znamená, že vždy vede střídavě jedna nebo druhá dioda.

Jak je patrné z obr. 84, vyznačuje se převodní charakteristika napětí – kmitočet

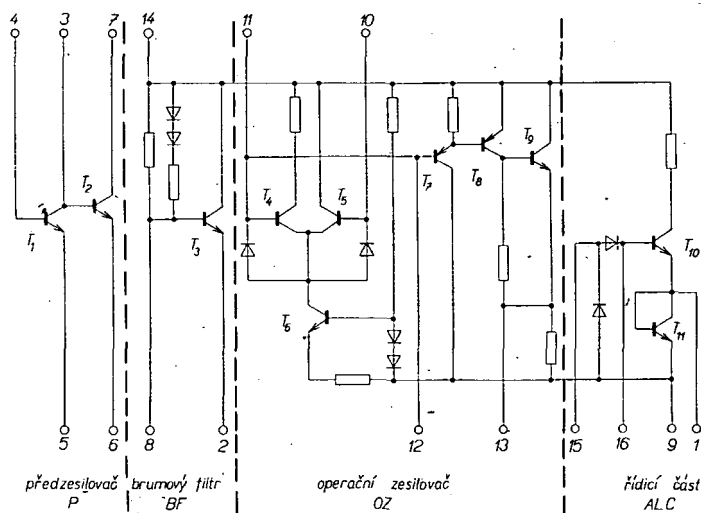


Obr. 84. Převodní charakteristika oscilátoru řízeného napětím

velmi dobrou linearitu, což dává obvodu dobré možnosti uplatnění. Graf na obr. 84 platí pro kondenzátory C_1 a C_2 o kapacitě 0,1 μ F.

Zajímavé integrované obvody

Speciální monolitický obvod pro nf aplikace TDA1054M



Obr. 85. Ekvivalentní zapojení TDA1054M z diskretních součástek. Obvod je v běžném pouzdře DIL se šestnácti vývody

Monolitický obvod TDA1054M obsahuje ve své vnitřní struktuře čtyři různé základní obvody, s nimiž lze realizovat velké množství nejrůznějších nf zapojení. Integrovaný obvod byl původně navržen, vyvinut a zkonstruován pro levné kazetové přístroje, pro něž byla tak celá elektronika soustředěna na jednom čipu. Obvod lze však, jak si ukážeme, použít i v nejrůznějších amatérských konstrukcích.

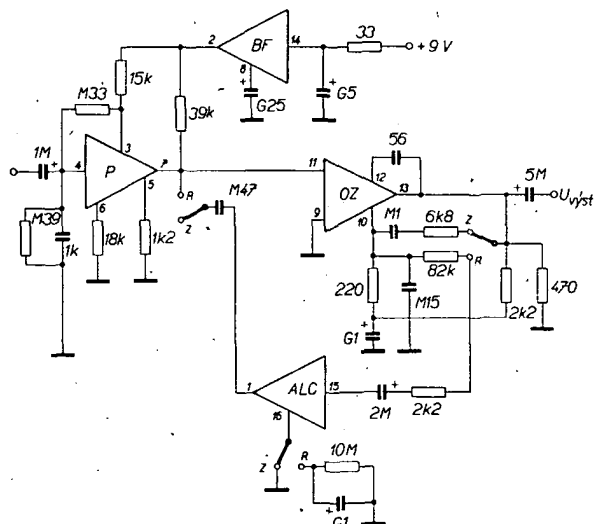
Ekvivalentní zapojení integrovaného obvodu TDA1054M z diskretních součástek je na obr. 85. Obvod se vyrábí v plastickém pouzdře DIL se šestnácti vývody, obsahuje předzesilovač s malým šumem, brumový filtr, operační zesilovač a řídicí obvod pro automatické vybuzení.

Přenášený kmitočtový rozsah lze volit volbou kapacity vnějšího kompenzačního kondenzátoru, který se připojuje mezi vývody 12 a 13 operačního zesilovače. Přenášené kmitočtové pásmo je samozřejmě nejširší bez kondenzátoru, v praxi se však v těchto případech objevují nejrůznější potíže. Bez kompenzačního kondenzátoru je napěťový zisk od 100 do 35 000 Hz konstantní a to typicky 60 dB. S kondenzátorem 47 pF je zisk 60 dB v rozsahu 100 Hz až 12 kHz, na 20 kHz se zmenšuje na 50 dB a na 40 kHz na 45 dB. S kondenzátorem 100 pF je zisk 60 dB konstantní do kmitočtu 5 kHz, 50 dB je na kmitočtu 11 kHz, 40 dB na kmitočtu 45 kHz, s kondenzátorem 330 pF je 60 dB do 1,5 kHz, 50 dB na kmitočtu 4 kHz a 40 dB na kmitočtu asi 11 kHz, na 40 kHz je zisk 30-dB atd.

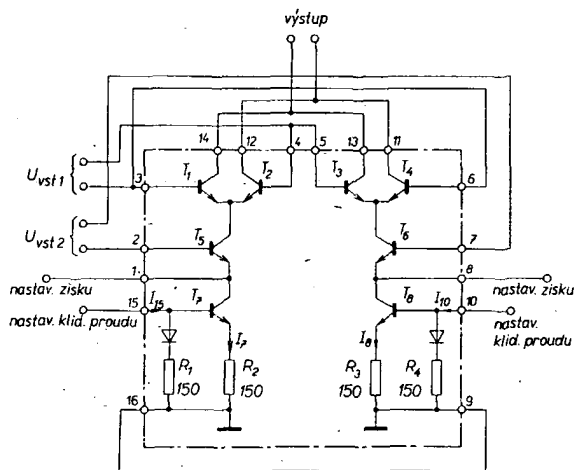
Typické zapojení obvodu jako elektronické části jednoduchého kazetového magnetofonu je na obr. 86. Zapojení je vhodné pro malé diktovací přístroje a elektronické zápisníky. Elektronika pracuje se samočinným vybuzením záznamového materiálu podle velikosti vstupního signálu.

Z běžných aplikací lze ještě uvést zapojení nf zesilovače až po regulátor hlasitosti, v němž se jedna třetina pouzdra používá jako vstupní předzesilovač, druhá slouží k nastavení základního kmitočtového rozsahu (aktivní korekční obvody hloubek a výšek) a třetí jako brumový filtr. U zesilovače lze snadno splnit požadavky třídy Hi-Fi, zkrácení je pro vstupní signál 300 mV v mezích 20 Hz až 50 kHz lepší než 0,15 %.

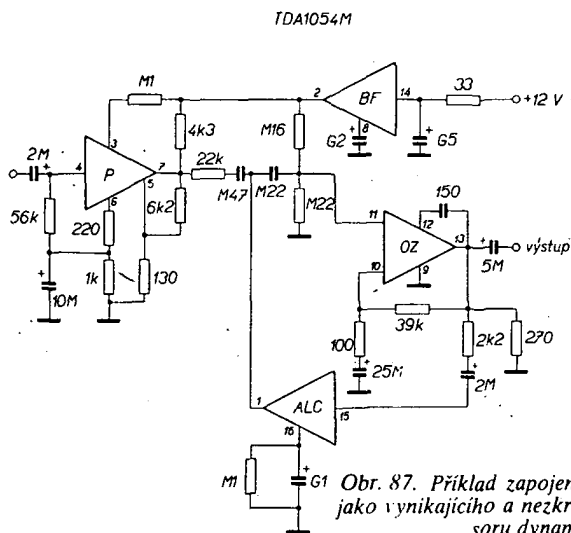
Velmi zajímavé a jakostní zapojení je na obr. 87. V tomto zapojení pracuje monolitický integrovaný obvod TDA1054M jako kompresor dynamiky. Vstupní signál s proměnnou úrovní se přivádí přes kondenzátor 1 μ F na vstup 4 předzesilovače s malým šumem (viz ekvivalentní schéma z diskretních součástek na obr. 85). Na výstupu je pak signál konstantní úrovně. Úroveň výstupního



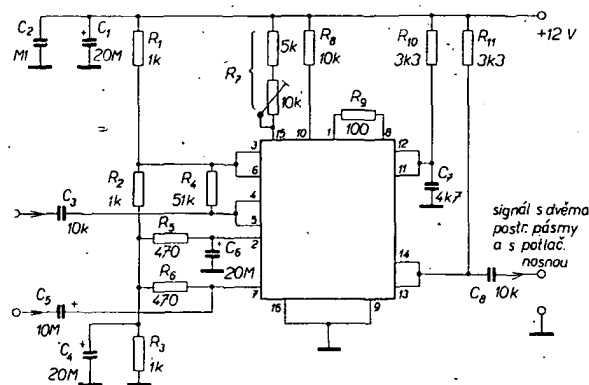
Obr. 86. Zapojení elektroniky jednoduchého kazetového přístroje s automatickým nastavením úrovně vybuzení (vhodné např. pro elektronický zápisník apod.) s jedním obvodem TDA1054M



Obr. 88. Ekvivalentní zapojení dvojitého integrovaného modulátoru/demodulátoru typu TCA240. Obvod je doplněn vnějšími spoji, které odpovídají jeho zapojení jako multiplikativního protitaktního směšovače. U_{vst1} je jeden ze vstupních signálů (signál oscilátoru, pomocná nosná, referenční signál apod.), U_{vst2} je vstupní vf signál nebo modulační signál. Obvod je zapouzdřen v běžném pouzdře DIL se 16 vývody



Obr. 87. Příklad zapojení IO TDA1054M jako vynikajícího a nezkreslujícího kompresoru dynamiky



Obr. 89. Zapojení IO TCA240 jako produkt-detektoru k příjmu signálu jednoho postranního pásma (SSB)

signálu lze přitom navíc ještě volit v relativně značných mezích a to volbou poměru odporů $6,2\text{ k}\Omega/130\ \Omega$ na výstupu 5 TDA1054M a odporu $39\text{ k}\Omega/100\text{ k}\Omega$ mezi vývody 13 a 1. Odpory podle obrázku jsou zvoleny tak, aby výstupní napětí bylo konstantní od vstupního napětí $50\ \mu\text{V}$. Kmitočtový rozsah zpracovávaných signálů lze volit volbou kondenzátorů C_1 (na obr. 87 je to 150 pF). Kmitočtové vlastnosti tohoto kompresoru dynamiky jsou tak dobré, že ho lze použít (na rozdíl od dřívě používaných zapojení) i do souprav Hi-Fi.

Prakticky stejné zapojení kompresor dynamiky (pouze se změnou kapacitou kondenzátoru C_1) lze použít i ve vysílacích zařízeních, občanských radiostanicích apod. Podrobný rozbor zapojení a další příklady použití tohoto IO byly uveřejněny např. ve Funkschau č. 14/1976.

Technické údaje

Rozsah napájecích napětí: +4 až +20 V.
Klidový proud při napájecím napětí 9 V:
6 mA

Šum v rozsahu 20 Hz až 10 kHz: 0,5 až 4 dB.

Výstupní napětí při samočinném vybuzení ($U_B = 9 \text{ V}$): $0,9 \text{ V}$

Dvojitý symetrický modulátor/demodulátor TCA240

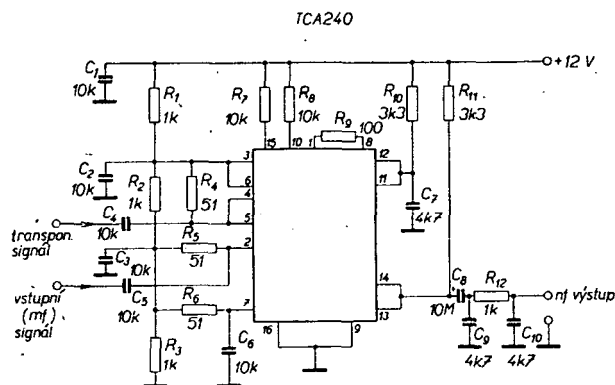
Monolitický integrovaný obvod typu TCA240 obsahuje dva symetrické modulátory (nebo demodulátory) zapojené jako diferenční stupně s modulátorovým stupněm v emitorovém obvodu. Uspořádání tohoto IO umožňuje využít ho jako diferenčního zesilovače, směšovače, modulátoru, při spojení obou vnitřních obvodů pak např. jako křížové vázaného diferenčního zesilovače, avšak také např. jako elektronického potenciometru, multiplikativního protitaktního směšovače, dvojitého protitaktního modulátoru (místkový modulátor, kruhový modulátor), synchronního modulátoru, produkt-detektoru, kvadraturního modulátoru FM nebo fázového diskriminátoru apod.

Ekvivalentní schéma zapojení pouzdra TCA240 je na obr. 88. Jak je ze zapojení zřejmé, tvoří tranzistory T_1 a T_2 diferenční zesilovač. V jejich společném emitorovém přívodu je jako zdroj emitorového proudu tranzistor T_3 . Tranzistory T_4 a T_5 spolu s odpory $150\ \Omega$ tvoří zdroj stejnosměrného proudu. Obě části zapojení v pouzdrě jsou vybrány tak, že díky minimálním tolerancím součástek mají shodné vlastnosti a parametry.

Vnitřní zapojení IO je na obr. 88 doplněno o vnější spoje, které umožňují použít IO jako

křížově vázaný diferenční zesilovač – multiplikativní protitaktní směšovač. Kolektorové proudy tranzistorů T_5 a T_6 , tedy celkové emitorové proudy obou diferenčních zesilovačů, lze v tomto zapojení ovládat (přes báze T_5 a T_6) symetrickým nebo nesymetrickým napětím (vzhledem k zemi), priváděným na vstup 1 za předpokladu, že emitorové privody 1 a 8 IO jsou vzájemně spojeny vně připojeným odporem. Čím je odpor menší, tím větší je strmost a tím i napětové zesílení (poměr výstupního napětí k napětí na vstupu 1).

Kolektorové proudy čtveřice tranzistorů T_1 až T_4 lze ovládat symetrickým nebo nesymetrickým napětím (vzhledem k zemi) na vstupu 2. Díky křížově vázaným diferenčním zesilovačům mění se kolektorové proudy 2 vývodů 11, 12 a 13, 14 pouze tehdy, jsou-li napětí na vstupech 1 a 2 současně různá od nuly. Je-li jedno z těchto vstupních napětí nulové, změny kolektorových proudů (na výstupu) jednotlivých tranzistorů se kompenzují. Změny výstupních kolektorových proudů a tím i změny výstupního napětí jsou při malých změnách vybuzení obou vstupních signálů napětí proporcionalní vstupním signálům. Nežádané směšovací produkty se objevují pouze při silných budičích signálech, popř. při přebuzení obou vstupů. Proto musí kmitočty a fáze vstupních signálů odpovídat druhu použití IO a podle



Obr. 90. Zapojení TCA240 jako dvojitého protitaktního modulátoru pro SSB. Trimrem R_7 se nastavuje potlačení nosné

potřeby je třeba zařadit na výstup vhodné filtrační články, které zamezí šíření nežádoucích směšovacích produktů.

Obvod se dodává v pouzdře DIL se čtrnácti vývody nebo ve speciálním provedení jako tlustovrstvový a tenkovrstvový hybridní obvod. Výrobce je firma Valvo.

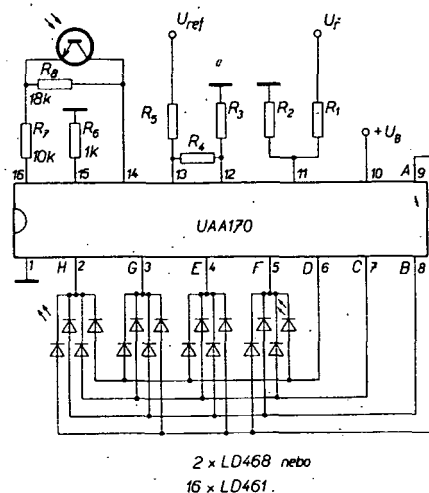
Velmi zajímavé použití obvodu je na obr. 89. V zapojení podle obrázku pracuje integrovaný obvod jako synchronní demodulátor, který se běžně nazývá produkt-detektor. Zařízení slouží k demodulaci signálů jednoho postranního pásma (SSB). Vstupním signálem, který se přivádí na vývod 2 přes kondenzátor 10 nF, je mf signál přijímače. Jako referenční signál, který se přivádí na vývody 4, 5 též přes kondenzátor 10 nF, je signál heterodynního oscilátoru, kmitajícího na mf (např. BFO). Uvedené součástky jsou navrženy pro vstupní kmitočty od 10 MHz. Pro nižší kmitočty se musí změnit časové konstanty členů R_5 , C_3 a R_4 , C_4 vstupních horních propustí a kapacity kondenzátorů C_1 až C_3 se musí zvětšit. Současně je třeba změnit součásti dolní propustí na výstupu.

Vysílače pro provoz s jedním postranním pásmem (A3J) potřebují nejméně jeden modulační stupeň, v němž se potlačuje vř výstupní signál nosné. K tomuto účelu je vhodné zapojení na obr. 90. Při tomto způsobu zapojení integrovaného obvodu je přiváděn modulační signál na vstup 1 a signál nosné na vstup 2. V tomto uspořádání pracuje IO jako dvojitý protitaktní modulátor (můstkový modulátor), jehož výstupní signál neobsahuje (při dodržení přesné symetrie zapojení) signál nosné a skládá se pouze z horního a dolního postranního pásma. „Strmým“ filtrem lze pak nežádané postranní pásmo potlačit (např. krystalovým můstkovým filtrem).

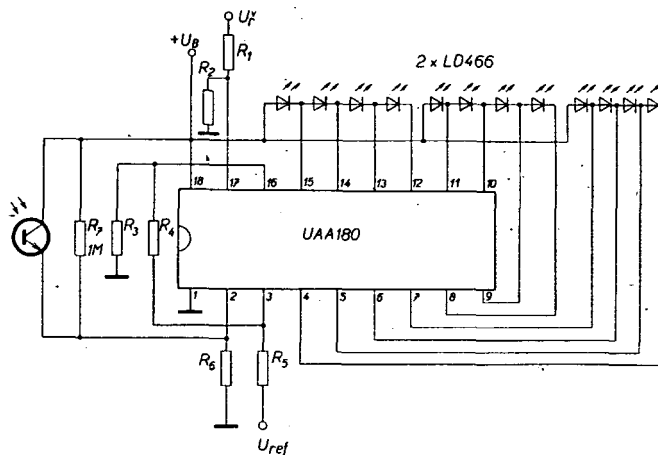
Drobnou úpravou zapojení lze IO použít i jako běžný amplitudový modulátor pro signál s oběma postranními pásmy.

Integrovaný obvod k buzení svítivých diod (LED), UAA170

Integrovaný obvod UAA170 byl vyvinut speciálně k buzení jednotlivých svítivých diod (LED) nebo jejich skupin. S jedním obvodem UAA170 lze budít až 16 diod, se dvěma obvody až 30 diod. Obvod byl navržen tak, že při určité úrovni vstupního signálu svítí právě jen jediná dioda, po změně této úrovně se rozsvítí další atd. Změnou stejnosměrného vstupního napětí lze tedy rozsvětit jednotlivé diody, uspořádané např. ve formě stupnice (např. u přijímačů pro motorová vozidla), které jsou laděny kapacitními diodami, tj. změnou stejnosměrného napětí. Dalšími možnými aplikacemi je použití v teploměrech, měřících rychlosti otáčení, tachometrech apod.



Obr. 91. Příklad zapojení IO UAA170 k buzení svítivých diod (LED). Místo fototranzistoru lze použít pevný odpor. Při použití fototranzistoru se svítí diod přizpůsobuje okolnímu osvětlení. Obvod je v pouzdře DIL se 16 vývody



Obr. 92. Základní zapojení integrovaného obvodu UAA180 k buzení svítivých diod (LED). Obvod je v pouzdře DIL se 16 vývody

Zapojení na obr. 91 je základním zapojením tohoto integrovaného obvodu. Odpory R_1 až R_5 a volbu napětí U_{ref} nastavený rozdíl napětí mezi vývody 12 a 13 odpovídá rozsahu řídicího napětí U_i , který je indikován rozsvěcením svítivých diod. Největší indikované napětí je určeno napětím na vývodu 13, nejnižší napětím na vývodu 12. Překročí-li se za provozu tato mezní napětí, svítí trvale první nebo poslední dioda stupnice. Stabilizované napětí z vývodu 14 se vede přes odpor na vývod 16 – volbou tohoto odporu lze volit proud svítivými diodami. Připojí-li se paralelně k odporu např. fototranzistor, je jas diod úměrný okolnímu osvětlení.

Odpory R_1 až R_5 lze volit v širokém rozsahu hodnot. Jejich vzájemné vztahy udávají tyto rovnice

$$\begin{aligned} R_1 &= R_5, \\ R_2 &= R_3 + R_4, \\ R_3 &= U_{ad} \text{ min.} \\ U_{ref} &= U_{ad} \text{ max.} \end{aligned}$$

Způsob rozsvěcení nebo zhasínání dvou sousedních diod lze nastavit volbou R_1 , popř. R_8 nebo fototranzistoru.

Mezní údaje

Napájecí napětí: +18 V.
Vstupní napětí: +6 V.
Trvalý proud: 3 mA.

Teplota okolí: -25 až +80 °C.

Charakteristické údaje
(platí pro napájecí napětí 12 V a teplotu okolí 25 °C)

Odběr proudu ($I_{14} = 0$, $I_{16} = 0$): 4 mA.

Vstupní proud I_{11} : 1 μ A.

Vstupní proud I_{12} : 2 μ A.

Vstupní proud I_{12} ($U_{13} - U_{12} = 2$ V): 1 μ A.

Vstupní proud I_{13} : 1 μ A.
Rozdíl napětí pro plynulý přechod U_{12}/U_{13} : 1,2 V.

Stabilizované napětí U_{14} : 5 V.

Obvod se vyrábí v plastickém pouzdře DIL s šestnácti vývody o rozměrech 20 x 7,6 mm.

Integrovaný obvod k buzení skupin svítivých diod (LED), UAA180

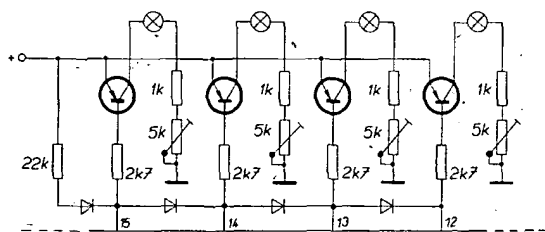
Integrovaný obvod UAA180 je určen k buzení dvanácti svítivých diod (LED) nebo dvanáctiprvkového rádkového rastru LED. Přivede-li se na vývod 17 (obr. 92) stejnosměrné řídicí napětí U_i , rozsvítí se určitá skupina diod, množství svítících diod je proporcionální řídicímu napětí. Přechod

(plynulý nebo ostrý) při rozsvěcení (nebo zhasínání) dvou sousedních diod lze ovládat volbou odporu R_1 . Indikační rozsah lze volit volbou odporů R_3 , R_4 a R_5 . Základní jas svítivých diod se nastavuje volbou odporu R_7 . Má-li být jas diody závislý na okolním osvětlení, lze paralelně k odporu R_7 připojit fototranzistor. Ponechá-li se vývod 2 integrovaného obvodu nezapojen, bude jas diod maximální. Obvody UAA180 lze sdružovat – použijí-li se dva obvody, lze jimi ovládat až 24 diod.

Při návrhu obvodových prvků lze volit odpory v širokém rozsahu hodnot. Pro plynulý přechod od rozsvěcení ke zhasínání diod lze jako obvodové prvky použít tyto odpory:

$$\begin{aligned} R_3 &= 2,2 \text{ k}\Omega \\ R_4 &= 10 \text{ k}\Omega \\ R_5 &= 0,15 \text{ M}\Omega \\ R_6 &= 2,2 \text{ až } 100 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

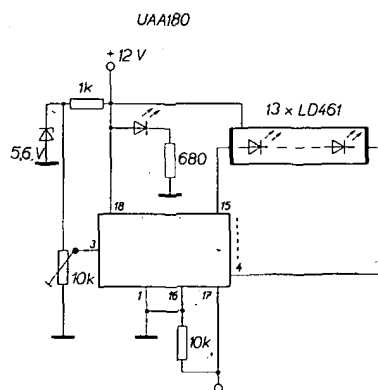
Jsou-li jako indikační prvky použity součástky s velkým odběrem proudu (žárovky), lze zapojení doplnit tranzistory podle obr. 93. Maximální proud žárovek může být 100 mA.



UAA180

Obr. 93. Zapojení UAA180 pro indikační prvky (žárovky, LED) s velkou spotřebou proudu

Jako příklad praktické aplikace je na obr. 94 zapojení elektronického ukazatele síly signálu pro rozhlasové přijímače.



Obr. 94. Příklad zapojení UAA180 jako elektronického ukazatele síly pole

Mezní údaje

Napájecí napětí: 18 V.
Vstupní napětí (U_3 , U_{16} , U_{17}): 6 V.

Teplota okolí: -25 až +80 °C.

Charakteristické údaje

(pro napájecí napětí 12 V a teplotu okolí 25 °C).

Odběr proudu (bez LED): 5,5 mA.

Vstupní proudy: 0,3 μ A.

Maximální proud pro každou z diod: 10 mA.
Rozdíl napětí pro plynulé rozsvěcení diod: 0,5 V.

Obvody UAA170 a UAA180 vyrábí firma Siemens. Obvod UAA180 se vyrábí v pouzdře DIL s osmnácti vývody.

Generátor impulsů (TTL), MIC74124

K rodině pouzder logiky TTL, která se rozrostla do velmi značné šíře, patří i popisovaný generátor impulsů MIC74124. S tímto integrovaným obvodem lze realizovat kmitočtově stabilní generátory hodinových impulsů. Každý obvod obsahuje dva vzájemně vázané monostabilní klopné obvody, které mohou být řízeny signálem na hradicím vstupu (inhibit). Poměr impuls-mezeru výstupního signálu je určen dvěma vně připojovanými členy RC. Vzhledem k tomu, že obvod patří k obvodům TTL, je jeho napájecí napětí 5 V (4,75 až 5,25 V). Při použití obvodů interface lze pouzdro MIC74124

generátoru impulsů a jeho impulsní diagram. Vztah k určení kmitočtu hodinových impulsů je

$$f = \frac{0,72}{RC} \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}]$$

Kapacita kondenzátoru C_2 má být v mezích 0 až 50 μ F, odpovídající rozsah odporu je tedy 1,4 až 50 k Ω . Extrémně velkých poměrů impuls-mezeru lze dosáhnout při velmi velkých odporech R_1 a R_2 (a to poměrů až do 100 : 1). S malými odpory R_1 a R_2 lze dosáhnout poměru impuls-mezeru až 5 : 1. Předností integrovaného obvodu je, že se na jeho výstupech mohou objevit pouze impulsy nezkreslených a nezdeformovaných průběhů.

Po spuštění oscilátoru (úroveň H na vývodu 8) trvá první impuls na výstupu již celou periodu. Objeví-li se na vývodu 8 úroveň L, zakončí oscilátor svoji činnost současně s koncem periody impulsu na výstupu, viz impulsový diagram na obr. 96b.

Nahradí-li se odpory R_1 a R_2 napětově řízenými zdroji proudu, je kmitočet oscilátoru úměrný řídicímu napětí. Odchyly od lineární závislosti jsou menší než 1 %. Proto se zapojení podle obr. 97 používá jako analogově-digitální převodník. Na stejném obrázku je graficky znázorněna závislost kmitočtu na řídicím napětí pro emitorové odpory 10 k Ω a kapacitu kondenzátorů 47 nF. Doba trvání impulsu je

$$t_1 = 0,695 R_1 C_1$$

doba trvání mezery je

$$t_2 = 0,695 R_2 C_2$$

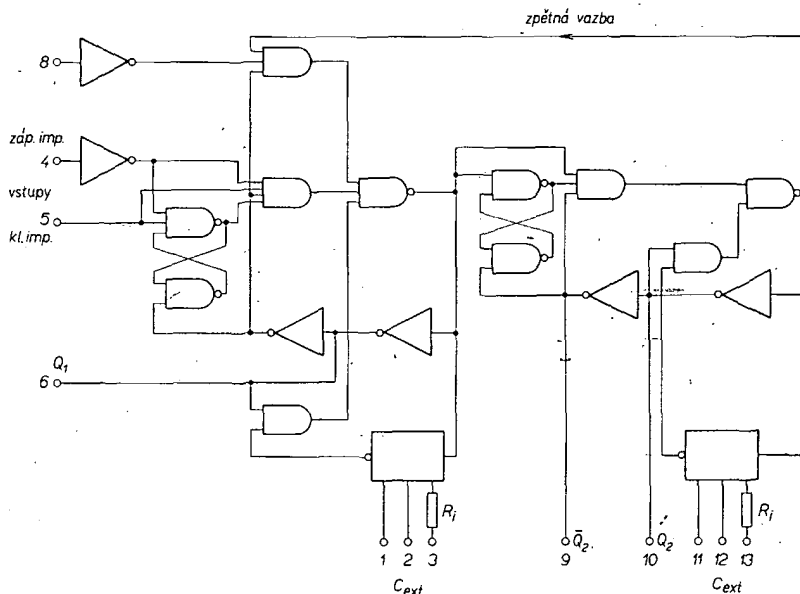
Vnitřní překlápěcí napětí IO je asi 3,8 V. Emitorový proud tranzistorů zdrojů proudu se může měnit v rozmezí 0,3 až 5 mA, přičemž lze kmitočet měnit řídicím napětím až o činitel 15. Odpor R_3 je třeba volit tak, aby jím protékalo asi 10 % středního proudu emitorů.

Jako praktické použití obvodu MIC74124 byl ve Funkschau č. 21/1975 uveřejněn návod na stavbu přímoukazujícího měřiče kapacit. Zde si uvedeme zajímavé použití obvodu MIC74124 a dalších obvodů TTL v impulsní části vysílače soupravy pro dálkové ovládání modelů se čtyřmi kanály. V soupravě se integrovaný obvod MIC74124 používá jako astabilní multivibrátor, který kmitá na kmitočtu asi 45 Hz. Na jeho výstupech

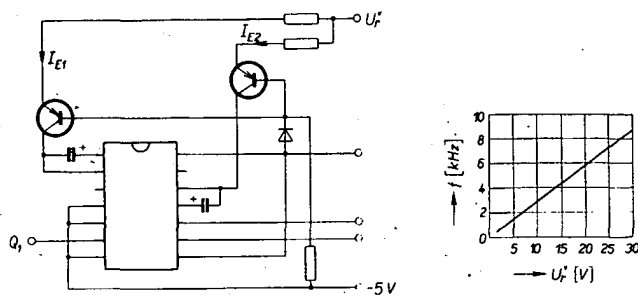
používat i v zapojeních s jinými úrovněmi napětí, než jsou logické úrovně.

Oblasti použití jsou všechny aplikace, v nichž je třeba přesný generátor impulsů, a v nichž není vhodné nebo možné používat krystalem řízené oscilátory. Bez vnějšího buzení pokrývá generátor s tímto integrovaným obvodem oblast kmitočtů od 0,2 až do 10 MHz, s vnějším buzením může obvod pracovat od 0 Hz.

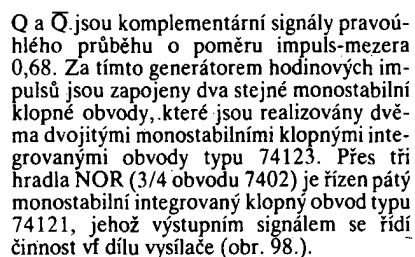
Vnitřní logické schéma generátoru je na obr. 95. Na obr. 96 je základní zapojení



Obr. 95. Vnitřní uspořádání generátoru impulsů typu MIC74124. Obvod je v běžném pouzdře DIL se 14 vývody



Obr. 97. Příklad zapojení generátoru impulsů MIC74124 jako analogově digitálního převodníku (a) a kmitočet oscilátoru v závislosti na řídicím napětí ($R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 47 \text{ nF}$)



Impulsy v jednotlivých významných bodech zapojení dokreslují činnost této řídicí části vysílače.

Obvod se vyrábí v plastickém pouzdře DIL se čtrnácti vývody, pod označením MIC74124 ho vyrábí firma Intermetall.

Měření teploty dvojitou diodou

Teploměry s lineárním výstupem používají pro vyhodnocení: ručkový přístroj, analogový počítač nebo analogově digitální převodník. Protože jsou lineární pozistory a termistory pro velký měřicí rozsah velmi drahé, je v zapojení na obr. 99 a 100 využito teplotní závislosti napětí v propustném směru přechodu p-n (dioda). Teplotní závislost zbytkového proudu můžeme použitím dvou diod zapojených proti sobě (obr. 99) kompenzovat.

Je-li $U_R \gg |U_{D2} - U_{D1}|$, platí rovnice:

$$\begin{aligned} I_{p1} &= I_0 \exp(U_{D1}/U_T), \\ I_{p2} &= I_0 \exp(U_{D2}/U_T), \end{aligned}$$

kde $U_T = 86,2 \mu V/^{\circ}K$,

T je absolutní teplota [°K],

K Boltzmannova konstanta,

e elementární náboj,

I_0 zbytkový proud (teplotně závislý).

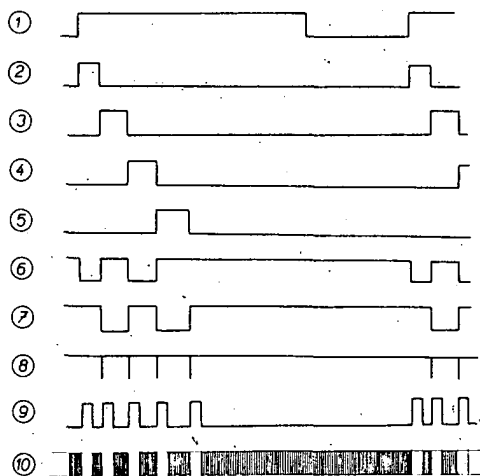
Dále platí, že

$$I_{D2}/I_{D1} = \exp |(U_{D2} - U_{D1})/U_T| = R_1/R_2,$$

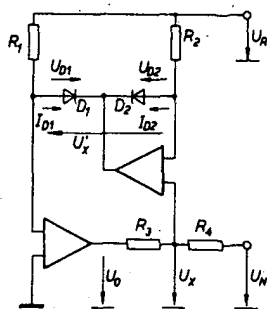
$$U'_x = U_{D2} - U_{D1} = U_T \ln \frac{R_1}{R_2},$$

$$U_x = (U_0 - U_n) \frac{R_4}{R_3 + R_4} + U_n.$$

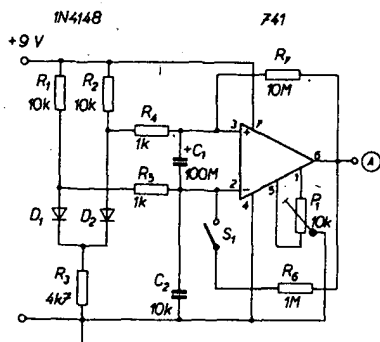
Pro ideální operační zesilovač je $\dot{U}_x' = U_x$, tedy:



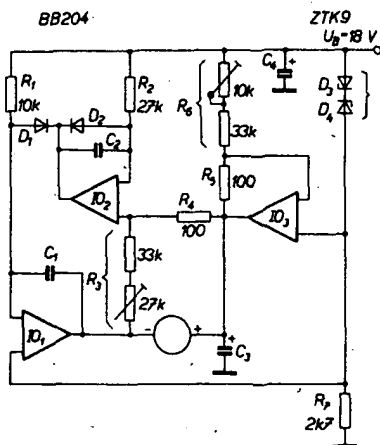
Obr. 98. Řídící část soupravy pro dálkové ovládání modelů. Všechny potenciometry a trimry jsou 10 k Ω . Průběhy ve vyznačených bodech jsou na obr. b. Horní úroveň průběhů odpovídá úrovni H, dolní úrovni L



Obr. 99. Základní zapojení teploměru s diodami



Obr. 101. Senzor spínaný teplotou



Obr. 100. Zapojení teploměru s diodami

$$U_0 = U_T \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \ln \frac{R_1}{R_2} - U_N \frac{R_3}{R_4}$$

U_N slouží k nastavení relativní nuly, např. $0^\circ\text{C} = U_0 = 0\text{ V}$. Použijeme-li k nastavení citlivosti odpor R_3 , ovlivňuje odpor i nastavení nuly. Tento vliv můžeme zmenšit, je-li $U_A = U_0 - U_N$.

$$U_A = U_0 - U_N = \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) \left(U_T \ln \frac{R_1}{R_2} - U_N \right)$$

a z této rovnice můžeme vypočítat citlivost

$$\frac{\Delta U_A}{\Delta T} = T_N \frac{k}{e \frac{\ln R_1}{R_2}}$$

kde T_N je absolutní teplota požadované relativní nuly.

Praktické provedení „směšovače“ teploty, u něhož je jako čidlo použit dvojitý varikap BB204, je na obr. 100. S elektronikou je dvojitá dioda spojena třížilovým stíněným kabelem. Obvod je napájen stabilizovaným napětím 18 V. Diodami D_3, D_4 je stabilizováno referenční napětí. Integrovaným obvodem IO3 a odpory R_5, R_6 je určeno napětí nuly. Pracuje-li teplotní čidlo v blízkosti silného vysílače, musí být obvod odstíněn a jeho vstupy a výstupy opatřeny vlnovými filtry. Vlivem fázového posuvu ve filtrech se mohou operační zesilovače rozkmitat. Tomu zabráníme kondenzátory $C_1, C_2 = 0,47\text{ }\mu\text{F}$ (fóliový) a $C_3, C_4 = 4,7\text{ }\mu\text{F}$ (tantal). Odpor R_3 můžeme nastavit citlivost (v rozsahu 1,4 až $2,6\text{ V}/50^\circ\text{C}$) a nulu v rozsahu -30 až $+40^\circ\text{C}$ v případě, že napětí diod D_3, D_4 je 9 V. Jako potenciometr je použit desetiotáčkový trimr.

Elektronik č. 9/77

Senzor spínaný teplotou

Diody nemusí být použity vždy jen k usměrnění nebo spínání, ale i k jiným účelům. Zejména nežádoucí vlastnosti přechodu p-n na teplotě může být využito k tepelnému řízení. Klopný obvod s operačním zesilovačem (MAA741) mění svůj stav, když se dotkneme jedné z diod na obr. 105 např. prstem. Takový senzor je necitlivý na elektrostatické náboje, znečištění apod.

Popíšeme si funkci „termosenzoru“ na obr. 101. Po připojení napájecího napětí je na invertujícím vstupu menší napětí než na neinvertujícím, takže kondenzátor C_2 se nabíjí relativně pomalu. Výstupní napětí je přibližně rovno napájecímu napětí. Zachování stavu klopného obvodu je zajištěno odporem R_7 . Dotkneme-li se prstem diody D_2 , zmenší se vlivem teplotní závislosti napětí na neinvertujícím vstupu, takže je menší než napětí na invertujícím vstupu a výstupní napětí se zmenší k nule. Zpětnovazebním odporem R_7 je zajištěn shodný stav klopného obvodu i po oddálení prstu od diody D_2 . Po dotyku na diodu D_1 je dosaženo původního stavu. Citlivost zapojení závisí na odporu R_7 ; zvětší-li se, zvětší se i citlivost a naopak.

Charakteristiky obou diod nemusí být zcela shodné. Malé rozdíly můžeme vyrovnat potenciometrem P_1 , který rovněž slouží ke kompenzaci offsetu operačního zesilovače. Sepne spínač S_1 a potenciometrem P_1 nastavíme poloviční napětí na výstupu OZ. Po rozpojení S_1 je obvod připraven k funkci.

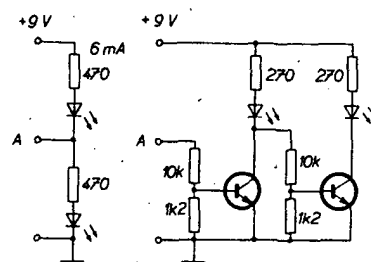
Napájecí napětí nemusí být stabilizované, stačí, bude-li dobře vyhlazeno. Proud odebíraný ze zdroje je 1 až 2 mA.

S trochou fantazie je možno použít tepelný senzor v mnoha zapojeních. Např. v kuchyni k řízení klimatizace – jednu diodu umístíme pod digestoř a druhou do chladného místa. Zvětší-li se teplota pod digestoří, sepne teplotní senzor (přes relé) větrák.

Elektronik č. 79–80/77

Převodník teplota–napětí

K přesnému měření teploty místnosti můžeme použít jednoduchý obvod na obr. 102. Jako teplotní čidlo je použit termistor, který má velkou změnu odporu na teplotě. Použí-



Obr. 102. Převodník teplota–napětí

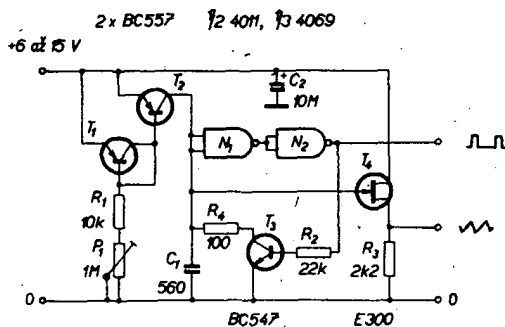
tým termistorem je zároveň omezen měřicí rozsah obvodu. Lineární rozsah, v němž je přesnost lepší než $0,5^\circ\text{C}$, je asi 40°C . Ve středu rozsahu je přesnost podstatně lepší.

V obvodu je použito můstkové zapojení, které je napájeno stabilizovaným napětím. Můstek je nastaven tak, aby napětí v úhlopříčce můstku bylo nulové při nejnižší měřené teplotě (ve větvích můstku je poloviční stabilizované napětí). Operační zesilovač má malý výstupní odpor; výstupní napětí je při rovnováze můstku nulové. Zvýší-li se teplota v okolí termistoru, změní se výstupní napětí asi o $0,5\text{ V}/^\circ\text{C}$. Tato změna je přirozeně závislá na typu termistoru. Chceme-li číst teplotu přímo ze stupnice univerzálního měřicího přístroje, musíme změnit odpor R_0 tak, abychom dosáhli požadované citlivosti. Aby obvod správně pracoval, musí být $R_8 = R_9$. Napájecí napětí není kritické. Zenerovo napětí diody D_1 může být 4,7 až 8,2 V. Nulové napětí na výstupu nastavíme potenciometrem P_1 při nejnižší měřené teplotě.

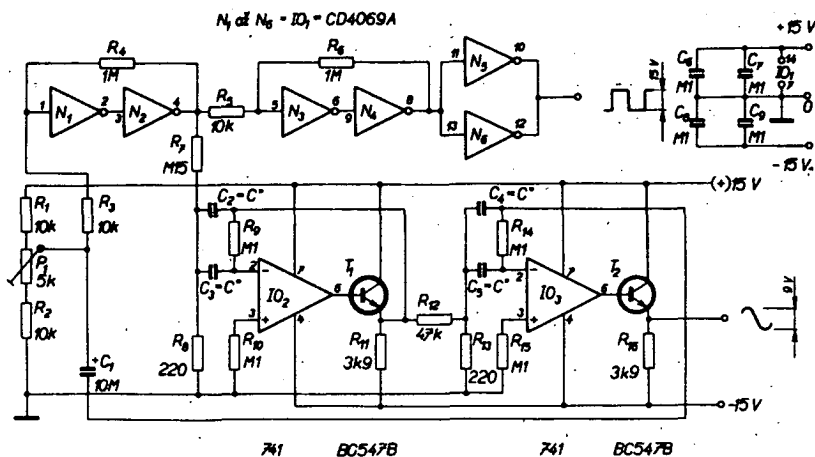
Elektronik č. 79–80/77

Generátor pilovitých impulsů

Generátor pilovitých impulsů na obr. 103 má oproti jiným typům generátorů pilovitých průběhů větší kmitočtový rozsah. Je vhodný např. k vytváření tónů v elektronických hudebních nástrojích, nebo ho lze použít



Obr. 103. Generátor napětí pilovitého průběhu



Obr. 104. Generátor napětí sinusového průběhu

v časové základně osciloskopů. Obvod je tvořen zdrojem konstantního proudu s T_1 , T_2 , řízeným potenciometrem P_1 , tvarovačem impulsů N_1 , N_2 a spínačem T_3 .

Okamžitě po přivedení napájecího napětí se nabije kondenzátor C_1 ze zdroje konstantního proudu (T_1 , T_2). Dosáhne-li napětí na kondenzátoru velikosti potřebné pro otevření hradla N_1 , otevře se tranzistor T_3 , který řídí vybíjení kondenzátoru C_1 . Tento děj se opakuje, takže na kondenzátoru C_1 je napětí pilovitého průběhu. Tranzistor T_4 zapojený jako emitorový sledovač tvoří zdroj, na jehož výstupu je mezivrcholové napětí 1,3 V s malým vnitřním odporem. S danými hodnotami součástek se může kmitočet potenciometrem P_1 měnit v rozsahu 6 až 150 kHz. *Elektr. č. 79/77*

Jednoduchý generátor sinusového signálu

Zapojení generátoru sinusového signálu je na obr. 104. Dva selektivní filtry (IO_2 , T_1 ; IO_3 , T_2) jsou řízeny omezovačem, zapojeným jako Schmittův klopň obvod (N_1 , N_2). Zpětná vazba potřebná pro rozkmitání je vedena z výstupu druhého filtru přes kondenzátor C_1 na vstup Schmittova klopň obvodu. Potenciometrem P_1 můžeme nastavit symetrii pravouhlých impulsů a tím částečně i počet harmonických sinusového signálu. Strmost hran signálu pravouhlého průběhu na výstupu hradla N_2 je zlepšena dalším Schmittovým klopň obvodem (N_3 , N_4). Aby měl zdroj signálu pravouhlého průběhu malý výstupní odpor, jsou hradla N_5 , N_6 zapojena paralelně. Výstupní signál má amplitudu 15 V, stejnosměrnou složku asi 7,5 V a strmost hran lepší než 40 ns.

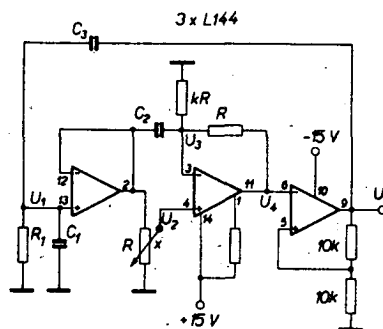
Činitel jakosti Q obou selektivních filtrů je asi 10; nejmenší dosažitelné zkreslení sinusového signálu je asi 0,15 %. Při amplitudě 4 V bylo dosaženo zkreslení kolem 0,2 %. Zkreslení je způsobeno převážně druhým selektivním filtrem (IO_3 , T_2). Kmitočet oscilátoru je určen kondenzátory $C = C_2 = C_3 = C_4 = C_5$ a můžeme ho vypočítat z rovnice

$$C = \frac{0,34}{f_0} \quad [\mu F; Hz].$$

Nový princip zapojení sinusového oscilátoru je na obr. 105. Pomocí Brutonovy transformace můžeme impedanci Z převést na impedanci $Z_1 = Z/j\omega k$ ($k > 0$, reálné). Po dosažení, úpravě a srovnání reálných a imaginárních částí dostaneme

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{A(1-x)C_2C_3RR_1}}$$

$$\text{kde } A = 1 + \frac{R_3}{R_4},$$



Obr. 105. Přeladitelný generátor sinusového napětí

$$k = \frac{xAC_3}{C - Ax C_3} > 0.$$

Při $A = 2$ a maximu $x = 1$ dostaneme podmínku pro volbu kapacit $C_1 > C_3$.

Rezonanční kmitočet ω je závislý podle rovnice na x a R_1 , takže oscilátor je vhodný pro měřicí účely. Při použití trojitého operačního zesilovače s malým šumem může být rozsah kmitočtů asi 1 Hz až 0,5 MHz. Doporučené hodnoty součástek jsou: $C_1 = 1 \mu F$; $C_2 = C_3 = 0,1 \mu F$; $R = R_3 = R_4 = 10 k\Omega$; $k = 0,2$; $kR = 2 k\Omega$. *Elektronik č. 9/77*

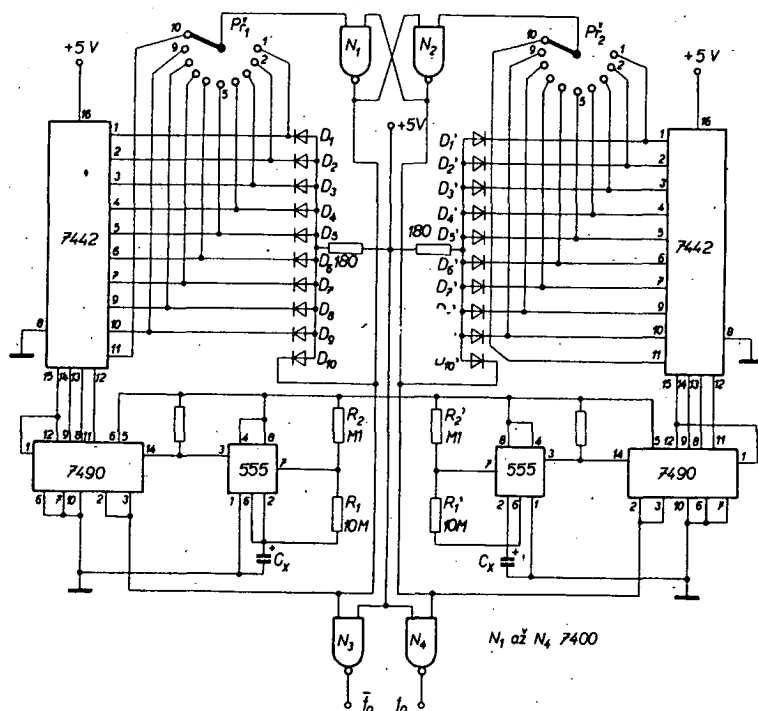
Generátor pravouhlých impulsů s odděleným nastavením impulsu a mezery

Běžné generátory pravouhlých impulsů mají někdy ten nedostatek, že se může nastavit buď šířka impulsu, nebo jen mezera mezi impulsy. Na obr. 106 je možno odděleně nastavit jak šířku impulsu; tak i mezery.

Doba periody astabilního multivibrátoru s IO 555 určuje šířku impulsu a mezery mezi impulsy výstupního signálu I_0 , kterou nastavíme přepínači P_1 , P_2 . Z obr. 106 je zřejmé, že generátor je symetrický. Klopň obvodem R-S (N_1 , N_2) se spouští jen polovina zapojení, tzn. že čítač je uzavřen, je-li na vývodu 2/3 dekadického čítače úroveň log. 1, a počítá, je-li na těchto vývodech log. 0. Na výstupech BCD dekodéru typu 7442 je vždy jedna úroveň log. 0, která je indikována diodami D_1 až D_2 . Přes přepínač P_1 (P_2) je úroveň log. 0 přivedena na jeden vstup klopň obvodu R-S a mění stav na jeho výstupu. Jeden čítač se uzavře a druhý počítá. Čítač ve funkci je indikován diodou D_{10} nebo D'_{10} .

Šířku impulsu a dobu periody můžeme vypočítat ze vztahu $T = 0,685 (R_1 + R_2) C_1$. Při kondenzátoru $C_1 = 1 \mu F$ je tato doba asi 20 s; dobu můžeme až 10krát prodloužit přepínači P_1 , P_2 . Změnou kapacit kondenzátorů C_1 a C_2 (maximálně 1 μF) můžeme měnit šířku impulsu a mezery mezi impulsy výstupního signálu: od mikrosekund do stovek minut.

Elektr. č. 80/77



Obr. 106. Generátor pravouhlých impulsů



MIKROFONY:

MDO 21 s vypínačem – vhodný doplněk k magnetofonům.

Cena 180,- Kčs.

MD 21 N – vhodný pro studiové využití, nahrávky i reportáže.

Cena včetně držáku 1280,- Kčs.

REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY V ROZLOŽENÝCH SADÁCH:

ARS 821 S – obsah 10 litrů.

– cena 320,- Kčs.

Blíží technické informace žádejte v prodejnách TESLA. Obdržíte též na dobírku ze Zásilkové služby TESLA, nám. Vítězného února 12, PSČ 688 19 Uherský Brod.

VYBERTE SI Z NAŠEJ PONUKY

Radioamatérom a tým, ktorým je táto tematika blízka, sme pripravili malý výber kníh. Ak si z ponúkaných vyberiete, svoju objednávku pošlite na adresu:

Slovenská kniha, n. p., odyt, 010 91 Žilina, Rajecká cesta 7.

Objednávam(e):

- ... výtl. Belošovič – Michalík: **Otázky a odpovede z automobilovej elektrotechniky.** (Populárnou formou otázok a odpovedí sa vysvetľujú základné princípy a funkcia jednotlivých prvkov elektrického zariadenia motorových vozidiel. Kniha zároveň podáva návody na vyhľadávanie porúch a ich odstránenie.) ALFA 17,-
- ... výtl. Bozděch a kol.: **Magnetofony I.** (1956–70, popisy a schémy tuzemských a dovážaných magnetofonov, návody na zriaďovanie elektrických a mechanických častí; popisy príslušenstiev k magnetofonom.) SNTL 40,-
- ... výtl. Bozděch: **Stavba doplňků pro magnetofony.** (Různé druhy jednoduchých a složitějších doplňků pro magnetofony, vrátane návodov na doplnky. Pri každom návode sú pripojené pokyny pre uvedenie prístroja do prevádzky.) SNTL 35,-
- ... výtl. Český: **Barevná televize jasně a jednoduše.** (Podstata farebnej televízie, prenos, odlišnosti farebnej televízie od čiernobielej.) SNTL 17,-
- ... výtl. Funke – Liebscher: **Základní elektronická zapojení.** (Kniha obsahuje zapojenia základných elektronických obvodov, popis ich funkcie a podklady pre návrh nepoužívaných funkčných jednotiek.) SNTL 23,-
- ... výtl. Holub – Žilka: **Praktická zapojení diod a tyristorů.** (Typické zapojenia polovodičových diod a tyristorov, používaných pre najrôznejšie účely; zapojenie usmerňovačov, nabíjačov, spínačov striedavého a jednosmerného prúdu a pod.) SNTL 20,-
- ... výtl. Kožehuba: **Přijem farebnej televízie.** (Príručka poskytuje dobré rady na zabezpečenie dokonalého prijmu farebnej televízie i spôsoby odstraňovania porúch farebného televízora.) ALFA 10,-

- ... výtl. Kroupa: **Technické kreslení pro elektrotechnikov.** (Dielo rozoberá spôsoby zobrazovania v elektrotechnike, obsahuje zoznamy značiek a skratiek používaných v elektrotechnike. Spracovanie je podľa ČSN a dokumentácie získanej z elektrotechnických podnikov.) ALFA 30,-
- ... výtl. Mack – Kryška: **Přijem stereofonního rozhlasu.** (Teoretické a praktické poznatky z oboru stereofonie rozhlasového prenosu, najmä z hľadiska prijmu. Kniha obsahuje ucelený stavebný návod tuneru a akostného nízkofrekvenčného zosilovača pre amatérov.) SNTL 30,-
- ... výtl. Oehmichen: **Elektronika? Nič jednoduchšie!** (Pútavé podanie základov elektroniky. Vysvetľuje sa fyzikálna podstata elektronických zariadení, pričom názorný výklad podporuje množstvo obrázkov.) ALFA 30,-
- ... výtl. **Rádíotechnická příručka 2.** (Poznatky o vývoji tranzistorových zariadení z oblasti oznamovacej techniky, elektroniky a elektroakustiky.) ALFA 29,-
- ... výtl. **Rádíotechnická příručka 5.** (Obsahuje vyskúšané zapojenia z elektrotechniky a rádiatechniky.) ALFA 29,-
- ... výtl. Scarlett: **Plošné spoje pro mikroelektroniku.** (Kniha preberá vlastnosti a výrobu dosiek s plošnými spojmi pre mikroelektronické obvody, rozmiestňovanie súčiastok na doske a vedenie spojov.) SNTL 40,-
- ... výtl. Svoboda: **Elektroakustika do kapsy.** (Praktické informácie o vlastnostiach, prevádzke, návrhoch meracích prístrojov a zariadení z oboru zvukovej techniky.) SNTL 26,-
- ... výtl. Zima-Braun-Žilka: **Lineární obvody a aktivní prvky.** (Základné pojmy a teória lineárnych štvorpólových sústav.) SNTL 57,-

Vyznačené knihy pošlite dobierkou na adresu:

Meno a priezvisko:

Bydlisko:

PSČ a pošta: **okres**

Dátum **Podpis**